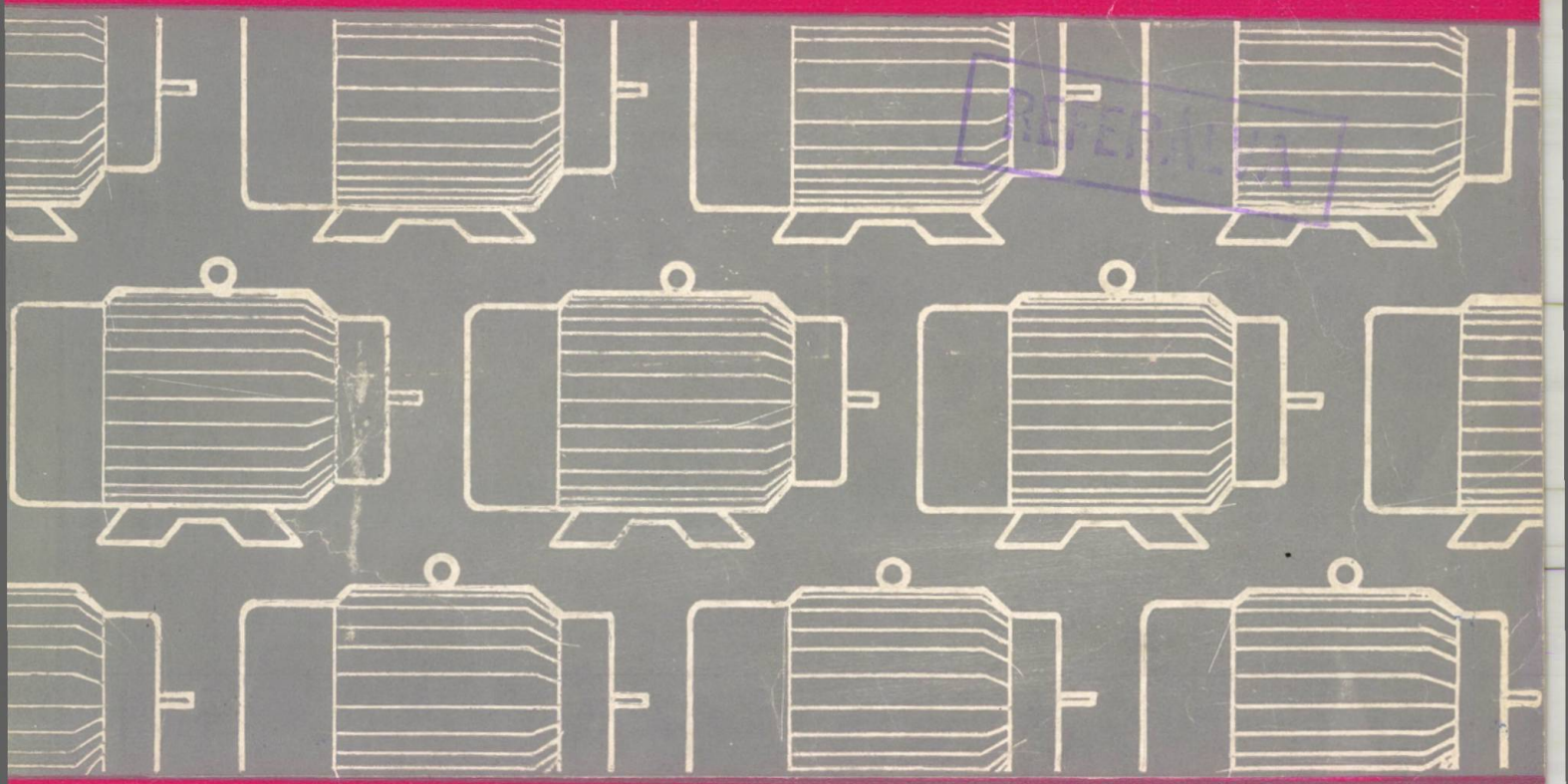
E 2040

R

ELECTROTEHNICA



REFERAT

1

ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 22 ● Nr, 1 ● IANUARIE 1974

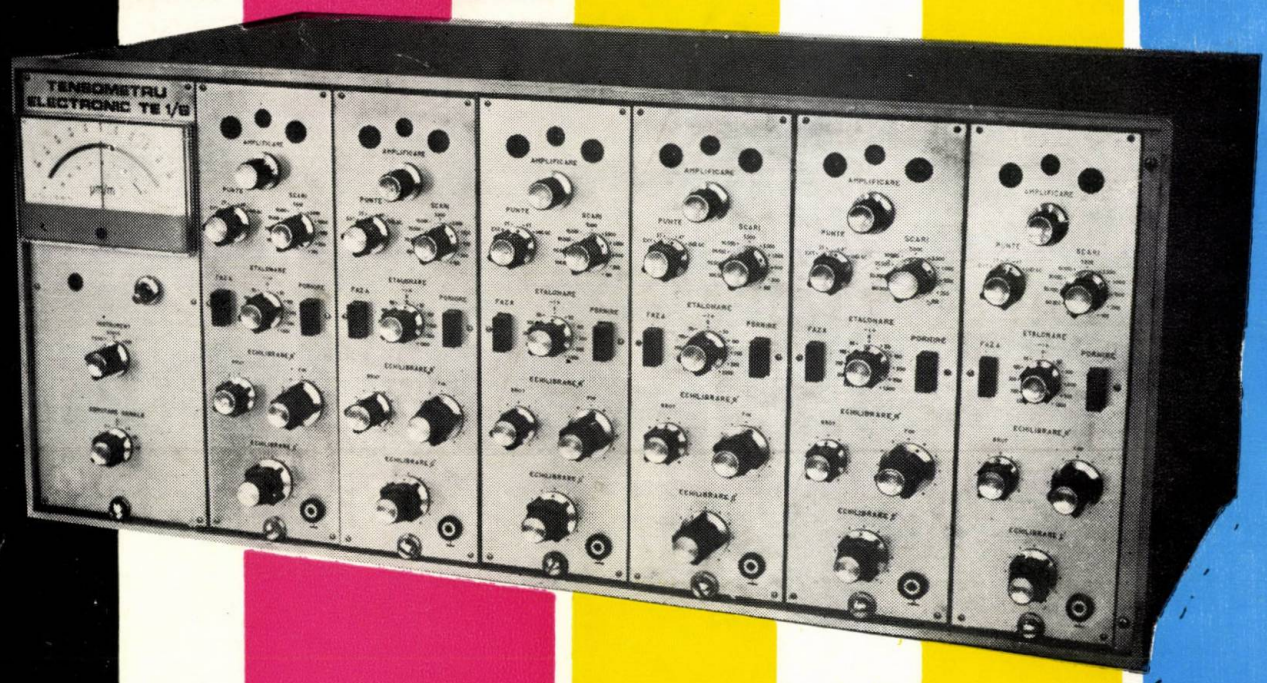
INTREPRINDEREA DE APARATE ELECTRO-TEHNICE DE MASURA ŞI INDUSTRIALE

București—Şoseaua Fabrica de Glucoză, nr. 9—11, sect. II telefon 33.31.95

LIVREAZĂ PE BAZĂ DE COMANDĂ FERMĂ:

Punte tensometrică tipN 2302

- Măsurători statice şi dinamice ale eforturilor mecanice şi ale deformaţiilor
- 6 canale de măsură
- Ieşire pentru osciloscop sau înregistrator
- Etalonare internă



ELECTROTEHNICA

Anul 22 Nr. 1 pag. 1—36 ianuarie 1974

CUPRINS

CZ 621.313.1.002 : 621.312

Epuran, M. şi *Tatu, Gh.* : **Optimul economic în fabricaţia maşinilor electrice prin promovarea metodei „analiza valorii".**

Electrotehnica **22**, nr. 1, ian. 1974, p. 1—8

Se prezintă un mod de aplicare a conceptului şi tehnicilor metodei „analiza valorii" elaborată de Lawrence D. Miles, în economia producţiei de maşini electrice. Pornind de la analiza structurii funcţionale a maşinilor electrice sînt expuse modalităţi de abordare a studiilor pentru optimizarea costurilor maşinilor electrice, rezultînd rezerve de reducere de circa 15%. Pe aceeaşi bază a fost conceput un model de calculaţie a costului maşinilor electrice, care exprimă costul funcţiilor şi a componentelor ce le realizează.

CZ 621.313.333.2

Constantin, Gh. şi *Constantin Emilia* : **Consideraţii asupra unui nou tip de motor liniar monofazat.**

Electrotehnica **22**, nr. 1, ian. 1974, p. 8—14

Se prezintă un nou tip de motor liniar, motorul liniar monofazat cu poli ecranaţi. Se studiază cîmpul magnetic al motorului şi se determină caracteristica mecanică.

Cu ajutorul unei instalaţii experimentale se verifică rezultatele teoretice pe prototipuri realizate.

CZ 621.314.57.018.32.001

Girlaşu, St. : **Studiul armonicelor curentului de linie la mutatorul cu punţi trifazate asimetrice.**

Electrotehnica **22**, nr. 1, ian 1974, p. 14—22

Pentru mutatoarele cu punţi trifazate asimetrice egale şi inegale, se evaluează armonicile curentului de linie din primarul transformatorului de reţea, în funcţie de unghiul de comandă al punţii cu tiristoare. Aceste valori care se pot obţine analitic şi grafic, se pot utiliza la dimensionarea bateriilor de condensatoare ale circuitelor filtrante folosite la compensarea de putere reactivă şi de îndepărtare a efectului deformant.

CZ 621.316.925.44.014.5

Goldimberg, S. şi *Török Claudia* : **Consideraţii asupra funcţionării releelor termice în regim intermitent, cu referire la releele TSA.**

Electrotehnica **22**, nr. 1, ian. 1974, p. 22—26

Lucrarea cuprinde unele concluzii asupra extinderii utilizării releelor termice la protecţia motoarelor asincrone funcţionînd în regim intermitent. Sînt analizate valabilitatea reglajului, comportarea releelor termice în cazul unei reglări superioare, precum şi limitele frecvenţei de acţionare pentru diverşi curenţi de pornire, funcţie de durata activă relativă de conectare.

CZ 621.316.001.25 : 539.143.44

Iacov, A. : **Determinarea funcţiilor de transfer ale reţelelor de corecţie şi ale ansamblelor funcţionale ale sistemelor de reglare automată cu ajutorul teoriei cuadripolilor.**

Electrotehnica **22**, nr. 1, ian. 1974, p. 26—29

Se foloseşte teoria cuadripolilor pentru a se deduce funcţiile de transfer ale reţelelor de corecţie a sistemelor de reglare automată în condiţii reale de funcţionare. Eficacitatea metodei este ilustrată prin cîteva exemple.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.314.2+621.316.57 : 534.56

Darabont, Al., şi *Văileanu, D.* : **Combaterea zgomotului transformatoarelor şi întreruptoarelor electrice**

Electrotehnica **22**, nr. 1, ian. 1974, p. 29—32

REALIZĂRI DIN INDUSTRIE 33

TEZE DE DOCTORAT 33

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE 34

СОДЕРЖАНИЕ

ДК.621.313.1.002 :621.312

Enуран, М. и *Тоту, Г.:* **Оптимизация стоимости электрических машин путем внедрения метода „анализа стоимости".**

Electrotehnica **22**, № 1, январь 1974, стр. 1–8

Представлен способ применения концепции и техники метода „анализа стоимости", разработанного Lawrence D. Miles, в экономии производства электрических машин. Исходя из анализа функциональной структуры электрических машин, излагаются особенности проведения исследований оптимизации стоимости электрических машин, в результате которых достигаются резервы снижения приблизительно на 15%. На этой же базе была создана модель калькуляции стоимости электрических машин, выражающая стоимость функций и осуществляемых составляющих.

ДК 621.313.333.2

Константин, Г. и *Константин Емилия:* **О новом типе линейного однофазного двигателя.**

Electrotehnica **22**, № 1, январь 1974, стр. 8–14

Описывается новый тип линейного однофазного двигателя с экранированными полюсами. Изучается магнитное поле двигателя и определяется механическая характеристика.

При помощи экспериментальной установки проверяются теоретические результаты на осуществленных прототипах.

ДК 621.314.57.018.32.001

Гырлашу, Шт.: **Исследование гармоник линейного тока на мутаторах с трехфазными асинхронными мостиками.**

Electrotehnica **22**, № 1, январь 1974, стр. 14–22

Для мутаторов с трехфазными асинхронными мостиками равными и неравными, оцениваются гармоники линейного тока в первичной обмотке трансформатора сети, в зависимости от угла управления мостика с тиристорами. Эти величины, которые можно получить аналитически или графически, могут быть использованы при определении размеров батарей конденсаторов фильтрирующих цепей, применяемых при выравнивании реактивной мощности и устранении деформирующего эффекта.

ДК 621.316.925.44.014.5

Гольдимберг, С. и *Торок Клаудия:* **О работе термических реле в прерывистом режиме, в частности реле TSA.**

Electrotehnica **22**, № 1, январь 1974, стр. 22–26

Работа содержит некоторые выводы относительно распространения термических реле при защите асинхронных двигателей, работающих в прерывистом режиме. Анализируются пригодность регулировки, поведение термических реле в случае высоких регулировок, а также пределы частоты действия для различных пусковых токов, функция активной относительной продолжительности включения.

ДК 621.316.001.25 : 539.143.44

Яков, А.: **Определение передаточных функций выравнивающих сетей и функциональных узлов системы автоматического регулирования при помощи четырехполюсной теории.**

Electrotehnica **22**, № 1, январь 1974, стр. 26–29

Применяется четырехполюсная теория для выведения передаточных функций выравнивающих сетей системы автоматического регулирования в действительных условиях работы. Эффективность метода иллюстрируется несколькими примерами.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.314.2+621.316.57 : 534.56

Дараъонт, Ал. и *Вэитяну, Д.:* **Борьба с шумом, создаваемым трансформаторами и электрическими выключателями.**

Electrotehnica **22**, № 1, январь 1974, стр 29–32

ДОСТИЖЕНИЯ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ 33

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 33

НАУЧНЫЕ И ТЕХНИЧЕСКИЕ НОВОСТИ 34

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.313.11.002 : 621.312

Epuran, M. und *Tatu, Gh.*: **Optimierung der Kosten der elektrischen Maschinen durch die Förderung der „Wert analysen"—Methode.**

Electrotehnica **22**, Nr. 1, Jan 1974, S. 1–8

Es wird eine Anwendungsweise des Konzeptes und der Techniken der „Wertanalysen"—Methode, die von Lawrence D. Miles für die Wirtschaft der Produktion der elektrischen Maschinen ausgearbeitet wurde, dargestellt. Ausgehend von der Analyse der Funktionalstruktur der elektrischen Maschinen, werden die Möglichkeiten der Einleitung der für die Optimierung der Kosten der elektrischen Maschinen dargelegt, wobei sich Ermässigungsreserven von etwa 15% ergeben. Auf derselben Basis wurde ein Berechnungsmodell der Kosten der elektrischen Maschinen konzipiert, das die Kosten der zustandebringenden Funktionen und Komponenten ausdrückt.

DK 621.313.333.2

Constantin, Gh. und *Constantin Emilia*: **Betrachtungen übe einem neuen einphasigen Linearmotortyp.**

Electrotehnica **22**, Nr. 1, Jan 1974, S. 8–14

Es wird ein neuer einphasiger Linearmotortyp mit abgeschirmten Pole vorgelegt. Das magnetischen Feld des Motor wird untersucht und die mechanische Charakteristik bestimmt Mit Hilfe einer Experimentalanlage werden die theoretischen Ergebnisse auf ausgeführten Prototype geprüft.

DK 621.314.57.018.32.001

Girlașu, St.: **Studium der Oberschwingungen des Linienstromes beim Stromrichter mit asymmetrischen Dreiphasenbrücken.**

Electrotehnica **22**, Nr. 1, Jan 1974, S. 14–22

Für den Stromrichter mit gleiche und ungleiche asymmetrischen Dreiphasenbrücken, werden die Oberschwingungen des Linienstromes der Primärwicklung des Netztransformators in Abhängigkeit vom Steuerungswinkel der Thyristorenbrücke abgeschätzt. Diese Werte, die sowohl analytisch als auch graphisch bestimmt werden können, können bei der Bemessung der Kondensatorenbatterie der Siebkreise die zur Ausgleichung der Blindleistung und Beseitigugn der Verzerrungswirkung dienen, angewandt werden.

DK 621.316.925.44.014.5

Goldimberg, S. und *Török Claudia*: **Betrachtungen über dem intermittierenden Betrieb der Wärmerelais, mit Bezugnahme auf die von „Electrotehnica"—Werke hergestelltene „TSA"—Relais.**

Electrotehnica **22**, Nr. 1, Jan 1974, S. 22–26

Die Arbeit umfasst einige Schlussfolgerungen über die Erweiterung der Anwendung der Wärmerelais beim Schutz der im intermitttierenden Betrieb laufenden Asynchronmotoren. Die Gültigkeit der Regelung, das Verhalten der Wärmerelais im Falle einer Oberregelung sowie die Schalthäufigkeitsgrenzen für verschiedene Anlassströme in Abhängigkeit von der relativen Aktiveinschaltdauer werden untersucht.

DK 621.316.001.25 : 539.143.44

Iacov, A.: **Bestimmung der Übergangsfunktionen der Korrektionsnetze und der Funktionalbauteilgruppen der Selbstregelungssysteme mit Hilfe der Theorie der Quadrupole.**

Electrotehnica **22**, Nr. 1, Jan 1974, S. 26–29

Die Theorie der Quadrupole wird angewandt um die Übergangsfunktionen der Korrektionsnetze der Selbstregelungssysteme für die tatsächlichen Betriebsbedingungen ableiten zu können. Die Wirksamkeit der Methode wird durch einige Beispiele veranschaulicht.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.314.2+621.316.57 :534.56

Darabont, A. und *Văiteanu, D.*: **Bekämpfung des von elektrischen Transformatoren und Schalter hervorgerufenen Lärms**

Electrotehnica **22**, Nr. 1, Jan 1974, S. 29–32

VERWIRKLICHUNGEN AUS DER INDUSTRIE 33

WISSENSCHAFTLICHE UND TECHNISCHE EREIGNISSE 34

CONTENTS

DC 621.313.1.002 : 621.312

Epuran, M. and *Talu, Gh.*: **Optimizing the cost of electric machines by the value analysis method.**

Electrotehnica **22**, No. 1, Jan. 1974, p. 1–8

The authors present the application of the concept and technique of the ,,value analysis" method devised by Lawrence D. Milles, in the production of electric machines. Starting from the anlysis of the functional structure of electric machines, the authors describe the way of approaching the studies of cost optimizing of electric machines, which may lead to about 15 p.c. reduction. The authors have worked out a calculation model which expresses the costs of functions and components of electric machines.

DC 621.313.333.2

Constantin, Gh. and *Constantin Emilia*: **Considerations on a new type of single-phase motor with reciprocating movement.**

Electrotehnica **22**, No. 1, Jan. 1974, p. 8–14

The authors present a new type of motor with reciprocating movement, a single-phase motor with screened poles, studying its magnetic field and determining its mechanical characteristics.

In an experimental installation, the authors have checked the theoretical results using the achieved prototypes.

DC 621. 314.57.018.32.001

Gîrlaşu, St.: **The study of the harmonics of the line current in mutators with asymmetrical three-phase bridges.**

Electrotehnica **22**, No. 1, Jan. 1974, p. 14–22

The harmonics of the line current of the network transformer primary current in mutators with equal or unequal asymmetrical three-phase bridges, are evaluated as a function of the thyristor bridge control angle. These values, which can be calculated analytically and graphically are used in dimensioning the bank of capacitors of the filter circuits used in compensating the reactive power and removing the distortion effect.

DC 621.316.925.44.014.5

Goldimberg, S. and *Török Claudia*: **Consideration about the functioning of thermal relay in intermittent regime with particular referince to TSA relay.**

Electrotehnica **22**, No. 1, Jan. 1974, p. 22–26

The paper presents certain conclusions on the extended utilization of thermal relays for the protection of asynchronous motors operating in intermittent regime. The authors analyse the validity of the adjustment, the behaviour of accurately adjusted thermal relays, as well as the limits of the actuating frequency of different starting currents, depending on the active relative connection time.

DC 621.316.001.25 : 539.143.44

Iacov, A.: **Determination of the transfer functions of the correction networks and functional systems of the automatic control systems, with the help of the four-pole network theory.**

Electrotehnica **22**, No. 1, Jan. 1974, p. 26–29

The author makes of use the four-pole network theory to deduce the transfer functions of the correction networks of the automatic control systems under actual functioning conditions. Some examples illustrate the efficacy of the method.

FOR YOUNG ENGINEERS:

DC 621.314.2 + 621.316.57 : 534.56

Darabont, Al. and *Văiteanu, D.*: **The contro lof electric transformers and switches noise.**

Electrotehnica **22**, No. 1, Jan. 1974, p. 29–32

INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 33

DOCTOR'S DEGREE THESES 33

TECHNICAL AND SCIENTIFIC EVENTS 34

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Anul 22 | Nr. 1 | București, ianuarie 1974

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

Optimul economic în fabricația mașinilor electrice prin promovarea metodei „analiza valorii"

MIHAIL M. EPURAN ȘI GHEORGHE TATU* — Timișoara

CZ 621.313.1.002.621.313

1. Considerații teoretice

Analiza valorii reprezintă o metodă avansată și eficace de cercetare sistematică a optimului economic, pentru raționalizarea producției și ridicarea performanțelor tehnico-economice ale produselor, a cărei aplicare se extinde asupra tuturor laturilor și domeniilor activității economice.

Conceptul și tehnica „analizei valorii" a fost elaborată de Lawrence D. Miles, în perioada 1940—1947 [1]. Eficiența practicării ei a făcut ca începînd din anul 1957, să capete o recunoaștere generală, fiind introdusă treptat în multe întreprinderi din SUA, Anglia, Japonia etc., iar de perfecționarea și adaptarea la specific a acestei metode se ocupă cîteva institute de cercetări.

L.D. Miles, definește analiza valorii ca „o metodă de gîndire sau o concepție, o filozofie dezvoltată cu ajutorul unei serii de tehnici speciale, cunoștințe și îndrumări a experienței cîștigate în practică". Analiza valorii constituie un amplu studiu al relațiilor reciproce între proiectarea, funcția și costurile unui produs sau serviciu, cu scopul de a reduce costurile acestora, prin modificări în proiect, în tehnologie, a consumului de materiale, prin modificarea surselor de achiziție ori prin eliminarea sau

* *M. Epuran* este lector la Facultatea de studii economice Timișoara și *Gh. Tatu* este inginer șef la Întreprinderea Electromotor-Timișoara.

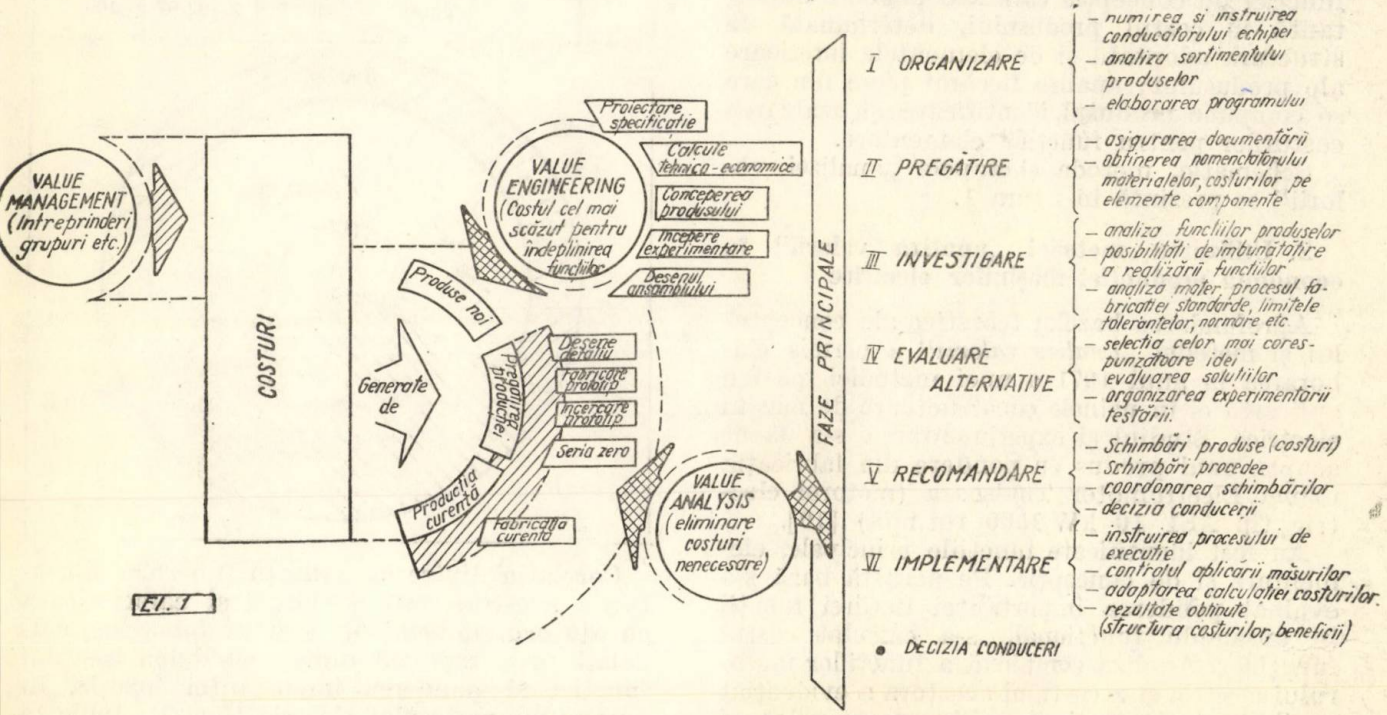


Fig. 1. Schema metodei" Analiza valorii'.

adăugarea unor părţi la produsul respectiv. *Problema de bază a acestei metode nu constă în cum producem cel mai ieftin produsul, ci cum asigurăm în modul cel mai raţional funcţia produsului.*

Desigur că problema tratării interdependenţei parametrilor tehnici şi economici în scopul minimizării costurilor nu a fost pusă pentru prima dată de către L.D. Miles, ci au existat asemenea preocupări şi concepte cu multă vreme înainte [2]. Miles, prin „analiza valorii" încheagă însă o concepţie şi metodă unitară, prin care în practică se pot valorifica studiile corelate pentru optimizarea costurilor, şi a activităţii economice [3].

Urmărindu-se satisfacerea unor necesităţi cu ajutorul diferitelor produse prin „analiza valorii" se definesc funcţiile produsului care se referă la serviciile sau la nevoile pe care produsul respectiv le satisface. Pe această bază nu se evoluează costul la nivelul produsului sau al piesei, ci la nivelul unor funcţii ale acestora. *Costul unei funcţii trebuie să fie egal cu cel mai mic preţ care trebuie plătit pentru ca serviciul cerut să fie satisfăcut, ţinînd seama de ansamblul condiţiilor existente.*

Procesul de gîndire în „analiza valorii" cuprinde următoarele etape: analiza necesităţilor actuale şi în perspectivă şi a modului în care produsul, prin serviciile aduse, satisface aceste necesităţi pe baza funcţiilor produsului; stabilirea în structura materială a produsului, a costurilor necesare pentru obţinerea funcţiilor; evidenţierea pentru fiecare funcţie a părţii din structura materială care serveşte direct la obţinerea serviciului; analiza funcţiei de concepţie care are pondere importantă în costul produsului, determinată de structura adoptată şi de elementele interioare ale produsului; analiza fiecărei piese din care se compune produsul, identificarea şi evaluarea costurilor pentru funcţiile elementare.

Schematic, metoda şi etapele „analizei valorii" se prezintă în figura 1.

2. Utilizarea metodei „analiza valorii" în economia producţiei maşinilor electrice

Aprofundarea bazelor teoretice ale conceptului şi metodei „*analiza valorii*" a permis elaborarea în anul 1971 a unei metodici pentru aplicarea ei în uzinele constructoare de maşini electrice. Studiul şi experimentarea s-a făcut asupra unui produs cu pondere din fabricaţia uzinei Electromotor Timişoara (motorul electric tip AS1 10 kW/1500 rot.min) [10].

Au fost identificate funcţiile principale, elementare şi de concepţie. Pe această bază s-a evaluat ponderea importanţei fiecărei funcţii în ansamblu funcţional, s-a calculat costul funcţiilor. Analiza complexă a funcţiilor motorului electric şi a costului acestora a evidenţiat posibilităţi de optimizare a parametrilor şi costului produsului. Sinteza grafică a cercetării se prezintă în tabela 1 prin care se redă structura costului motorului electric pe funcţii de serviciu — scop şi pe funcţii de concepţie constructivă.

Tabela 1

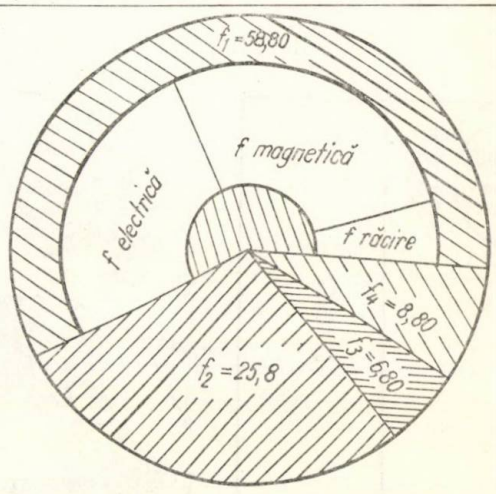
Structura costului motorului electric tip ASI *160* S4 10 × 1500

Structura de cost pe funcţii de servicii-scop

Nr. crt.	Funcţii princip. serv.	Cost, lei	Gr. sp.
1	Obt. puterii, cuplul şi caract. tehnice-funcţionale	1.231,64	58,80
2	Asig. condiţ. exterioare de montaj	540,55	25,80
3	Asigurarea condiţiilor de exploatare	146,80	6,60
4	Prezentare, aspect, expediţie	183,68	8,80
	Total	2.102,67	100

Structura costului pe funcţii de concepţie constr. tehnolog pentru obţinerea funcţiilor de serv. scop.

Nr. crt.	Funcţii de concepţie	Cost, lei	Gr. sp.
1	electrică	631,51	30
2	magnetică	667,23	31,80
3	răcire	79,70	3,80
4	suport mecanic	497,09	23,70
5	conexiune exter.	43,46	2,07
6	protecţie-aspect	35,54	1,60
7	ambalare	148,14	7,03
	Total	2.102,67	100



Corelaţia dintre importanţa funcţiilor şi costurile acestora este stabilită şi caracterizată cu ajutorul indicilor de cost ai funcţiilor, calculaţi prin raportul dintre ponderea costului funcţiei şi ponderea importanţei funcţiei în ansamblul motorului electric (fig. 2). Indicele

Nr crt.	Funcţii principale de serviciu	Gr sp
1	Obţinerea puterii, cuplul, caracteristice teh. funcţionale	40
2	Asigurarea condiţiilor exterioare de montaj	28
3	Asig. cerinţelor de exploatare	20
4	Prezentare, aspect	12
	Total	100

El. 2

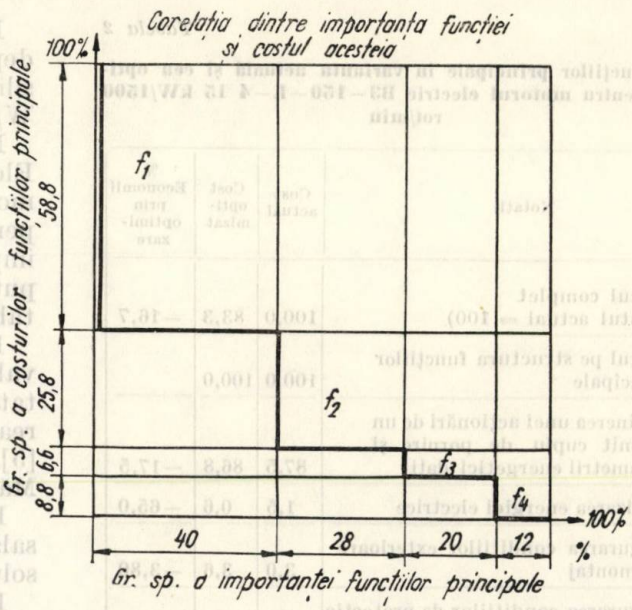


Fig. 2. Evaluarea importanţei funcţiilor principale ale motorului electric tip AS1 160 S4 10/1500 şi indicii de cost ai funcţiilor :

$$I_{kf1} = \frac{58,8}{40} = 1,47; \quad I_{kf2} = \frac{25,8}{28} = 0,92; \quad I_{kf3} = \frac{6,6}{20} = 0.33; \quad I_{kf4} = \frac{8,8}{12} = 0,73.$$

de cost cel mai corespunzător este 1 sau ≈ 1. Indicii de cost ai funcţiilor, subunitari, exprimă costul redus de obţinere a acestei funcţii, iar cel supraunitar, costul ridicat al realizării elementelor constructive pentru acea funcţie.

În cazul studiat indicele de cost al funcţiei principale 1 este 1,47, evidenţiind existenţa unor rezerve care prin analize detaliate se pot pune în valoare.

Avantajele deosebite pe care le oferă „*analiza valorii*" pentru optimizarea producţiei, a creşterii eficienţei economice, a determinat ca pe baza metodicii elaborate, specialiştii uzinei Electromotor să aplice tehnicile analizei valorii, la reproiectarea motoarelor electrice *asincrone trifazate* din gabaritul 160, care au pondere în producţia şi exportul uzinei şi a căror rată a rentabilităţii este sub media pe uzină.

În urma analizei efectuate şi a soluţiilor propuse de către aceştia, au rezultat motoare cu parametri superiori, creşterea cuplului de pornire cu 10—12%, a randamentului, scăderea greutăţii.

★

a) Prin analiza motoarelor electrice pe funcţii şi componente, au fost elaborate soluţii constructive, din care s-a adoptat varianta considerată optimă, tehnic şi economic, dintre care se menţionează : reducerea cu pînă la 25% a lungimii miezurilor magnetice; redimensionarea carcasei, arborelui şi a rulmenţilor cu o treaptă mai jos; îmbunătăţirea constructivă şi reducerea greutăţii scuturilor; simplificarea şi unificarea constructivă a cutiei de borne cu cele ale gabaritelor 180 şi 200; îmbunătăţirea izolaţiei şi răcirii motoarelor; aplicarea unor metode îmbunătăţite de control al calităţii produselor (introducerea controlului statistic la verificarea unor operaţiuni, a controlului activ la maşinile de rectificat, introducerea dispozitivului pentru verificarea la bare întrerupte a rotorului înainte de montajul general); îmbunătăţirea colaborării furnizor-beneficiar pentru piese turnate din fontă (optimizarea loturilor pentru asigurarea bonificaţiilor, duritate normală, eliminarea suflurilor), pentru aprovizionarea rulmenţilor (zgomot, vibraţii), pentru conductori de cupru (calitatea peliculei izolatoare şi gradul de ecruisare).

Motoarele electrice au fost structurate din punct de vedere al funcţiilor pe care le satisfac ca valori de întrebuinţare în 5 funcţii principale :

F_1 — obţinerea unei acţionări de un anumit cuplu de pornire şi parametrii energetici daţi;
F_2 — utilizarea energiei electrice;
F_3 — asigurarea condiţiilor exterioare de montaj;
F_4 — asigurarea condiţiilor de protecţie şi exploatare;
F_5 — funcţia estetică.

În urma dezvoltării funcţiilor principale şi stabilirii componentelor care le realizează (satisfac), a rezultat că unele componente participă la îndeplinirea mai multor funcţii, fiind necesară astfel aprecierea gradului de aport al acestora la diferite funcţii.

Pe această bază s-a calculat costul funcţiilor în varianta iniţială şi cea optimizată, a cărei sinteză se prezintă în tabela 2.

Tabela 2

Costul funcţiilor principale în varianta actuală şi cea optimizată pentru motorul electric B3—150—L—4 15 kW/1500 rot/min

Notaţii	Cost actual	Cost optimizat	% Economii prin optimizare
A Costul complet (Costul actual = 100)	100,0	83,3	—16,7
B Costul pe structura funcţiilor principale	100,0	100,0	
F_1 Obţinerea unei acţionări de un anumit cuplu de pornire şi parametrii energetici daţi	87,5	86,8	—17,5
F_2 Utilizarea energiei electrice	1,5	0,6	—65,0
F_3 Asigurarea condiţiilor exterioare de montaj	3,0	3,6	—3,80
F_4 Asigurarea condiţiilor de protecţie şi exploatare	3,3	3,5	— 11,10
F_5 Funcţia estetică (prezentare, aspect, expediţie)	4,7	5,5	—

Funcţia principală 1, comportă consumuri însemnate de materiale feroase şi neferoase active (tabla silicoasă, aluminiu, cupru) şi volum însemnat de prelucrări, costul ei avînd o pondere de circa 87% în totalul costului motoarelor electrice.

Studiile efectuate au fost îndreptate spre soluţionarea optimă a acestei funcţii de care depinde atît nivelul parametrilor calitativi cît şi al celor economici. Redăm în continuare, pe scurt, conţinutul analizei soluţiilor şi criteriile de alegere a alternativei considerate optime, pe baza studiilor efectuate de specialiştii uzinei.

Optimizarea tehnică şi economică a maşinilor electrice depinde 85% de concepţia constructivă şi funcţională a circuitului electromagnetic, în raport de care se dimensionează şi celelalte elemente constructive [4].

Pentru orientarea şi compararea mai multor soluţii şi variante din punct de vedere economic este necesar ca volumul paralelipipedic al miezului magnetic, calculat la fiecare variantă şi subvariantă, să fie raportat la puterea şi numărul de perechi de poli ai motorului, obţinîndu-se astfel volumul specific al miezului magnetic care se calculează prin relaţia:

$$V_{sp\ mag} = \frac{D_e^2 L}{P \cdot p_2} \quad \text{în} \quad \frac{\text{dm}^3}{\text{kW}},$$

în care:

D_e este diametrul exterior al pachetului de tole în dm;
L — lungimea pachetului de tole în dm;
P — puterea nominală în kW;
p_2 — numărul de perechi de poli.

Dimensionarea volumului miezului magnetic, depinde în mare măsură de calitatea tablei silicoase (inducţia şi pierderea specifică în W/kg).

Măsurătorile făcute de specialiştii uzinei Electromotor Timişoara asupra parametrilor motoarelor din gabaritul 160, au înregistrat performanţe superioare celor impuse la cei mai importanţi parametri — randament, factor de putere, supraîncălzire — în condiţiile utilizării tablei silicoase de calitate superioară

Investigaţiile făcute din care au rezultat valorile reale ale parametrilor au indicat necesitatea redimensionării acestor motoare în vederea utilizării cît mai raţionale a tablei silicoase [5], [6].

Măsura este abordabilă în mai multe soluţii:

I — o categorie în care geometria transversală cu diametrul exterior al tolei diferă de soluţia constructivă a motoarelor existente;

II — o categorie în care geometria transversală este diferită, dar se păstrează diametrul exterior al tolei;

III — o categorie care păstrează geometria transversală şi diametrul exterior, dar scurtează lungimea pachetului de tole.

Din analiza soluţiilor posibile pe baza volumului specific al miezului magnetic şi a consumului necesar construcţiei mecanice, a reieşit că toate cele trei soluţii prezintă avantaje economice faţă de construcţia existentă.

Soluţiile I şi II au acelaşi consum de materiale auxiliare ca şi soluţia practicată, dar au volumul specific al miezului magnetic în medie cu 24—26% mai mic, efectul economic fiind evaluat la circa 10,1%/motor.

La soluţia III, a rezultat un volum specific cu circa 22% mai mic, cu efect economic evaluat la economii de circa 9,0%,/motor, la care se adaugă însă economia de 2,6% /motor, ca efect al micşorării cu o treaptă a lungimii carcasei prin scurtarea lungimii pachetului de tole.

Din punct de vedere constructiv a fost preferată soluţia a III-a care, păstrînd geometria tolei, necesită o pregătire minimă şi durată mică de asimilare, în raport cu primele două soluţii care presupun pregătiri de SDV-uri (stanţe, matriţe etc.), după cum se observă în tabela 3.

Tabela 3

Pregătirea fabricaţiei U/M	Soluţia (Soluţia I = 100)		
	I	II	III
Ore necesare executare SDV	100	50	18
Costul pregătirii fabricaţiei, mii/lei	100	50	19
Durata pregătirii fabricaţiei, ani	100	60	20

Aceste elemente au condus la alegerea, pentru dezvoltarea constructivă şi pregătirea fabricaţiei motoarelor electrice gabarit 160, a so-

luției a III-a. Efectul economic antecalculat al soluției adoptate a condus la modelarea economică a costurilor acestor motoare electrice prin reducerea medie procentuală de 15%.

Tehnicile analizei valorii urmează să fie extinse și asupra procesului tehnologic [8], organizării, folosirii capacității, relațiilor de cooperare. Efectele economice se vor multiplica.

Implementarea metodelor și tehnicilor „analizei valorii" ridică încă problema de adaptare și formare a metodicilor pentru fiecare sector de activitate, care fac obiectul unor studii viitoare. Rezultatul acestora trebuie să fie crearea unui sistem de gîndire, metodă și acțiuni unitare, orientat în conceptul „analizei valorii" ca parte importantă a sistemului de conducere a întreprinderii.

b) Unul dintre importantele mijloace de optimizare a costului mașinilor electrice în ansamblul „analizei valorice" este *aplicarea metodei de studiu a procesului de muncă cu ajutorul normativelor de timpi predestinați pe mișcări „M.T.M."*.

Aceasta permite ca încă în condițiile de proiect ale propunerilor de îmbunătățire a organizării locurilor de muncă să poată fi definită metoda de lucru cea mai eficientă, aplicarea principiilor economiei de mișcări, ergonomice.

Studiul elaborat de specialiști [12] la atelierul de bobinaj al uzinei Electromotor, a evidențiat rezerve importante în timpul de lucru.

Prin analiza făcută și organizarea operațiunilor de bobinaj conform principiilor M.T.M. productivitatea muncii crește cu 47,5%, iar costul se reduce cu 32,2%.

3. Gradul optim de ocupare a capacității productiv-economice a întreprinderii — obiectiv important în etapele „analizei valorii".

Dintre mărimile de influențare a costurilor mașinilor electrice, capacitatea productiv-economică a întreprinderii, determină substanțial nivelul și tendința acestora. Ținînd seama că, pentru constituirea și menținerea stării de funcționare a întreprinderii în limitele stabilite, se fac o seamă de costuri cu caracter fix (definitive și în salturi) [7], este evidentă importanța economică a ocupării și valorificării capacității proiectate, pentru modelarea costului produselor.

În uzinele constructoare de mașini electrice costurile fixe au o pondere de 15% în totalul costurilor.

Plecînd de la modelul costului din relația:

$$K_u = k_v + \frac{Kf}{Q}, \qquad (1)$$

reiese că, la orice modificare a gradului de încărcare, costul K_u va reacționa, cu o mărime relativă, dată de produsul dintre ponderea costurilor fixe în totalul costurilor, mărirea variației relative a ocupării capacității și inversul gradului de ocupare a capacității:

$$\%K_u = (G_{S_{kf_0}} \cdot \alpha_{\%q}) \frac{1}{I_q}, \qquad (2)$$

în care:

$G_{S_{kf_0}}$ este ponderea costurilor fixe în totalul costurilor;

$\alpha_{\%q}$ — mărimea variației relative a ocupării capacității (I_q—100);

I_q — indicele gradului de încărcare a capacității.

Aplicarea numerică a relației de determinare a abaterii relative a costului, prestabilit pe seama modificării gradului de ocupare a capacității, folosind date ipotetice se prezintă în tabela 4.

Tabela 4

Produsul / Indicatori	Notații	A	B
Costuri fixe totale	K_{ft}	2000	2500
Ocuparea capacității	Q, buc.	100	100
Costuri variabile unitate	k_v	80	60
Costuri fixe unitare	$\frac{Kft}{Q}$	20	25
Costuri totale pe produs	$K_u(k_v+k_f)$	100	85
Ponderea Kf în totalul cost	$k_f : K_u$	20%	29,4%
Modificarea încărcării capacității	Δq	+10	+10
Indicele utilizării capacității	I_q	110%	110%
Costuri fixe unitare recalculate	$k_f \frac{K_f}{Q+\Delta q}$	18,2	22,7
Costuri totale pe produs efective	K_u'	98,2	82,7
Indicele costului	K_u'/K_u	98,2%	97,3%
Abaterea relativă a costului	$\%K$	−1,8%	−2,7%

Calculul abaterii relative a costului pe seama modificării gradului de ocupare a capacității, prin metoda indicată în relația (2), confirmă mărimea reieșită din calculul analitic:

$$\%k_u A = (20 \cdot 10) \cdot \frac{1}{110} = -1{,}8; \quad \%k_u B =$$

$$= (29{,}4 \cdot 10) \cdot \frac{1}{110} = -2{,}7.$$

Procedeul indicat, permite determinarea operativă a influenţei asupra costurilor a modificării gradului de ocupare a capacităţii, fără a mai fi necesare calcule analitice.

Optimizarea nivelului şi structurii costurilor maşinilor electrice este posibilă şi prin acţiuni asupra costurilor fixe, dat fiind ponderea lor în totalul costurilor.

Astfel, se poate acţiona în două direcţii principale :

— raţionalizarea nivelului absolut al acestor costuri de structură;

— utilizarea cît mai deplină a capacităţii asigurate cu acel nivel de costuri.

Pentru optimizarea gradului de ocupare a capacităţii în uzinele constructoare de maşini, precum şi pentru controlul permanent şi operativ al folosirii acesteia în relaţie directă cu costurile şi rentabilitatea considerăm că este necesar să se implementeze în metodologia de analiză şi conducere, metoda „*direct costing*".

O analiză globală asupra costurilor indirecte de secţie la trei uzine constructoare de maşini (Uzina maşini electrice Bucureşti, Electromotor Timişoara şi Electroprecizia Săcele-Braşov), prin indicatorul *gradului de reacţie*, oferă elemente interesante cu privire la contribuţia costurilor indirecte la formarea costului total. Pe o perioadă de 3—6 ani, după cum se observă în figura 3, numai Uzina de maşini electrice

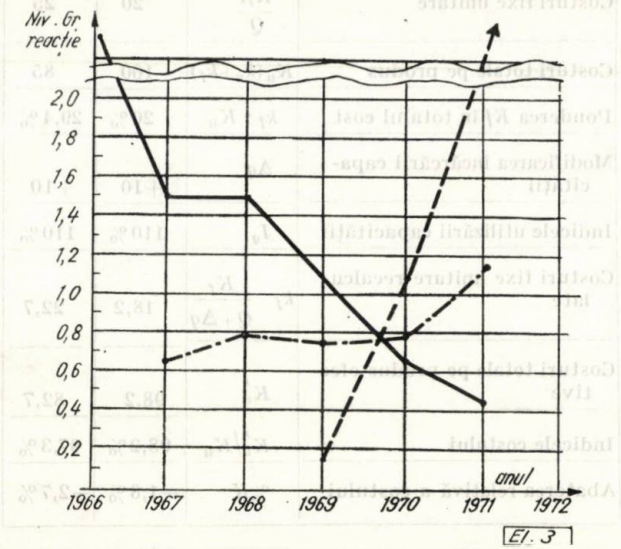


Fig. 3. Graficul gradului de reacţie a costurilor comune ale secţiei (gradul de reacţie determinat pe baza indicilor în lanţ) :
— · — · — Întreprinderea de Maşini electrice Bucureşti
——— Întreprinderea Electromotor Timişoara;
— -- — Întreprinderea Electroprecizia Săcele-Braşov.

Bucureşti, are gradul de reacţie subunitar (0,96), celelalte două uzine depăşind valoarea unitară (1,15, respectiv 1,24). Mărimea pe ani a gradului de reacţie a costurilor comune ale secţiei la cele 3 uzine ce fac obiectul cercetării se prezintă grafic în figura 4 şi tabela 5.

Valorile supraunitare, rezultate ca medie a unei perioade lungi (3—6 ani) sînt consecinţa unor comportări diferite ale uzinelor în timp :

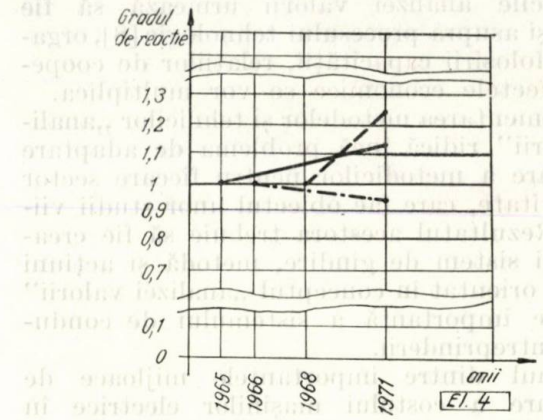


Fig. 4. Gradul mediu de reacţie a costurilor comune ale secţiei (tabela 5).

Tabel 5

Uzina	Notaţia grafică	Indici: producţia globală	Indici: cost. com. ale secţiei	Gradul mediu de reacţie	Perioada, ani
a	b	1	2	3=2/1	
Întreprinderea de maşini electrice-Bucureşti	— · — ·	115	110,5	0,96	5
Întreprinderea Electromotor-Timişoara	———	130,1	150,2	1,15	6
Întreprinderea Electroprecizia Săcele-Braşov	— — —	0,92	114,0	1,24	3

— noile capacităţi de producţie, purtătoare de costuri, nu au fost folosite în primii ani la nivelul posibilităţilor (Uzina Electromotor, dezvoltarea secţiei „motoare");

— restrîngerea producţiei de maşini electrice cu menţinerea principalilor factori de producţie la nivelul iniţial (uzina Electroprecizia Săcele).

Acestea constituie rezerve care, puse în valoare prin folosirea mai bună a capacităţilor, duc la reducerea costurilor indirecte pe produs şi, deci, la optimizarea costului total.

Folosirea în activitatea curentă de conducere a metodei „*direct costing*" îmbinată cu „*gradul de reacţie*", ca indicator de caracterizare a utilizării factorilor de structură, al uzinelor, considerăm că va constitui un mijloc eficient de optimizare a costurilor maşinilor electrice.

4. Modelul calculaţiei costului maşinilor electrice construit pe baza „analizei valorii"

Conceptul „*analizei valorii*" porneşte de la funcţiile produselor pentru îndeplinirea unor scopuri, utilităţi. Procesul obţinerii funcţiilor printr-un produs, ocazionează consumuri, cos-

turi. Necesitatea asigurării unității metodologice între concepție, analiză și instrumentele de conducere, cu ajutorul indicatorilor valorici, determină elaborarea unui *model de calcul al costurilor*, care să exprime costul funcțiilor și al componentelor care le realizează.

Modelul calculației costurilor mașinilor electrice construit pe baza *„analizei valorii"*, în forma cea mai sintetică se poate prezenta astfel:

$$K_u \text{ tipodim. motor electric} = \sum_{i=1}^{n} K_{Figab} + K_{Ftip} \rightarrow \text{minim}$$

în care:

K_{Fgab} sînt costurile uniforme ale funcțiilor pentru toate motoarele dintr-un gabarit;

K_{Ftip} — costurile funcțiilor care au mărimi caracteristice pentru fiecare tipodimensiune.

În studiu s-a aplicat modelul general pentru determinarea costului la motoarele electrice din gabarit 160.

Pe baza datelor prelucrate, în care costurile au fost structurate pe funcții, costul fiecărei tipodimensiuni, utilizînd modelul, se calculează ca în tabela 6.

Tabela 6

(date ipotetice)

Tipodimensiune motor electric	Funcții cu costuri				Total K_F unif. gabarit, lei	K_F mărime caracter. dimensiune, lei	Total cost motor, lei
	K_{F_2}	K_{F_3}	K_{F_4}	K_{F_5}			
B3 160 M8 4/750	20	34	46	63	163	820	983
B3 160 M8 5,5/750	20	34	46	63	163	966	1129
B3 160 M6 7,5/100	20	34	46	63	163	906	1069
B3 160 M4 11/1500	20	34	46	63	163	968	1131
B3 160 M2 11/3000	20	34	46	63	163	980	1143
B3 160 M2 15/3000	20	34	46	63	163	1123	1286

Se remarcă faptul că suma costurilor funcțiilor 2—5 este o mărime comună tuturor tipodimensiunilor din acest gabarit, deci este o mărime caracteristică gabaritului.

Costul tipodimensiunii motorului electric se formează din suma costurilor caracteristice gabaritului plus costurile caracteristice tipodimensiunii.

Modelarea calculației costului în concepția „analizei valorii" dă noi valențe capacității informative și de orientare a costului în comparație cu modelul clasic de calculație. Acesta exprimă, punînd în evidență și sub aspect valoric (cost), părțile comune ale motoarelor electrice din același gabarit, aspect deosebit de important, în activitatea de lansare, urmărire, calculație și de instrumentare, a costului în procesul de conducere.

Din calculația clasică, pe articole de calculație, a motoarelor electrice, nu se poate sesiza vreun element component comun motoarelor electrice din gabaritul studiat, nivelul costurilor pe total și pe structură fiind diferit la fiecare tipodimensiune [9].

Avantajele utilizării acestui model de determinare și analiză a costului motoarelor electrice sînt multiple, comparativ cu metodele folosite:

— reduce calculația costului motoarelor pentru partea comună, la nivelul gabaritului, eliminîndu-se calculația pentru fiecare tipodimensiune;

— pentru calcularea părții variabile a costurilor, motoarelor electrice, caracteristică tipodimensiunilor în cadrul gabaritului, se poate extinde *metoda coeficienților de echivalență*, fiind luat ca bază un tip de motor electric, astfel calculația poate lua forma:

$$K_u \text{ tipodim motor electric} = \sum_{i=1}^{n} K_{Figab} + (K_{Ftip \cdot bază} \cdot e),$$

în care:

e este coeficientul de echivalență;

$K_{Ftip \cdot bază}$ — costul funcției caracteristice pentru tipul de motor electric, luat ca bază pentru echivalare.

Aplicarea acestui model de calcul la motoarele din gabaritul 160, conduce la stabilirea unor mărimi a costurilor identice cu cele determinate anterior (tabela 7).

Tabela 7

(date ipotetice)

Tipodimensiune motor electric	Totalul K_F unif. pe gab., lei	K_{Ftip} bază, lei	Coeficientul de echivalență, e	Total cost motor, lei
B3 160 M8 4/750	163	820	1,000	983,—
B3 160 M8 5,5/750	163	820	1,180	1129,—
B3 160 M6 7,5/1000	163	820	1,106	1069,—
B3 160 M4 11/1500	163	820	1,119	1131,—
B3 160 M2 11/3000	163	820	1,182	1143,—
B3 160 M2 15/3000	163	820	1,370	1286

Modelul de calculație a costurilor motoarelor electrice construit pe baza conceptului „analizei valorii" poate fi utilizat la stabilirea și aprobarea prețurilor de producție sau de livrare, asigurînd elementele de comparabilitate cu privire la nivelul prețului, costurile funcțiilor și performanțele produselor.

De asemenea, analiza și calculația costurilor în acest mod permite:

— organizarea lansării, urmăririi părților comune tipodimensiunilor din cadrul unui gabarit în loturi mari, eliminînd fărîmițarea acestora pe tipodimensiuni și pe comenzi;

— face o legătură directă între structura de cost, cea funcțională și tehnică a produsului;

— efectele raționalizărilor și optimizărilor experimentate la o tipodimensiune, se pot prelua direct și operativ în calculația de cost a celorlalte tipodimensiuni din gabarit, structura pe funcții și nivelul comun al costurilor unor funcții obligînd la alinierea întregii game de produse [11].

Aprofundarea și stabilirea metodicii de promovare a *„analizei valorii"* în economia industriei electrotehnice și în construcția de mașini în general, ca metodă de conducere prin care se asigură unitatea de concepție și acțiune a colectivelor de muncă din întreprinderi în planul creșterii eficienței economice, considerăm că trebuie să constituie una din direcțiile principale de cercetare și experimentare.

Bibliografie

[1] *Miles, L. D.* L'analyse de la valeur. Paris, Dunod, 1966.

[2] *Lange O.* Decizii optime. Editura științifică București 1970.

[3] *Aurel Iancu* Eficiența economică maximă. Editura politică, București, 1972.

[4] *Richter R.* Mașini electrice, Editura tehnică, București 1960.

[5] * * * Anchetă: economisirea resurselor materiale. Probleme economice 1970—1971.

[6] * * * Probleme economice nr. 1 și 2 din 1970.

[7] *Olariu C.* Studiul costurilor. Ed. Did. și Pedag., 1971. p. 117—140.

[8] *Maynard H.B.* Conducerea activității economice (II). Analiza procesului tehnologic, p. 301—312.

[9] *Epuran M.* Planificarea, urmărirea și analiza prețului de cost la uzina „Electromotor" Timișoara. În Rev. Finanțe și Credit, nr. 12, 1969.

[10] *Epuran M.* și *Crăciunescu V.* Posibilități de folosire a metodei „analiza valorii" la o uzină constructoare de nașini. În. Rev. de contabilitate, nr. 3, 1972.

[11] *Epuran M,* și *Mareș D.* Efectele economice ale acțiunii de reproiectare într-o întreprindere constructoare de motoare electrice. În: Revista de Statistică nr. 6, 1967.

[12] *Dănăiață I.* și alții. Studiul organizării locurilor de muncă la bobinarea motoarelor electrice. Cabinetul de organizare a producției și a muncii jud. Timiș.

Intrat în redacție la 24.III.1973

Considerații asupra unui nou tip de motor liniar monofazat

GH. CONSTANTIN și E. CONSTANTIN* — Timișoara

CZ 621.313.333.2

Motoarele de inducție liniare plane trifazate sînt cunoscute de mult, dar studiul teoretic amănunțit și aplicarea lor în practică pe scară mai mare este relativ recentă. În literatura de specialitate au apărut în ultimii ani mai multe lucrări, care tratează atît problemele teoretice legate de particularitățile motoarelor liniare, cît și sinteze privind domeniile de aplicare. În acest sens sînt semnificative lucrările elaborate de E.R. Laithwaite, M. Poloujadoff și alții.

În lucrarea de față se prezintă un nou tip de motor liniar care nu a fost discutat pînă în prezent în literatură și anume motorul de inducție liniar monofazat cu poli ecranați. Cu considerații generale similare ca la obținerea motorului liniar trifazat din cel rotativ, s-a realizat motorul liniar monofazat cu poli ecranați, pe baza motorului rotativ cu poli ecranați. Asemănător celui rotativ și motorul liniar cu poli ecranați are o construcție simplă și o siguranță în funcționare foarte mare. În acționările liniare permite eliminarea mecanismelor de transformare a mișcării cu roți dințate, cremaliere etc., realizîndu-se astfel construcții simple, robuste, ușor de întreținut, fără elemente de uzură, silențioase și cu fiabilitate ridicată.

Posibilitățile de aplicare a motoarelor liniare monofazate sînt foarte mari, ele putînd fi utilizate în diferite scheme de acționare cu mișcări rectilinii, ca de exemplu, transportoare liniare, acționări de uși, sisteme de automatizări etc., avînd și avantajul unei alimentări în monofazat simplificate, în special în cazul cînd inductorul este mobil.

Principiul de funcționare a motorului liniar cu poli ecranați este relativ simplu, dar studiul teoretic este foarte complex, deoarece acesta trebuie să îmbine teoria, deja complicată de la motorul cu poli ecranați, cu problemele specifice care apar la motoarele liniare, cum ar fi, de exemplu, indusul sub formă de placă, efectele de capăt etc. Datorită existenței polilor aparenți repartiția spațială a cîmpului magnetic în întrefier nu este sinusoidală, astfel că apar armonici superioare mult mai mari decît

* *Gh. Constantin* este inginer-șef concepție la Electromotor-Timișoara, iar dr. ing. *E. Constantin* este conferențiar la I.P. „Traian Vuia".

la motoarele trifazate cu înfășurarea repartizată. Prezența acestor armonici influențează substanțial caracteristica mecanică a motorului. Pentru a îmbunătăți repartiția spațială a inducției magnetice se pot folosi șunturi magnetice (punți) între poli, dar datorită saturației acestora, apar armonici superioare și în curenții din înfășurările motorului. Rezultă că tratarea exactă a motorului liniar monofazat cu poli ecranați este destul de laborioasă.

În lucrarea de față se prezintă principiul de funcționare a motorului liniar cu poli ecranați, se analizează cîmpurile magnetice plane mobile și neglijînd efectele de capăt, se dă expresia forței dezvoltate de motor, respectiv caracteristica mecanică. Considerațiile teoretice sînt verificate experimental și rezultatele obținute sînt sintetizate în lucrare.

Pe baza rezultatelor obținute urmează să se dezvolte, într-o viitoare lucrare, alte aspecte specifice acestui motor liniar, cum ar fi influențele efectelor de capăt și posibilitățile de diminuare a lor, îmbunătățirea repartiției spațiale a cîmpului magnetic etc.

Cîmpul magnetic în întrefierul motorului liniar monofazat cu poli ecranați

Statorul motorului liniar monofazat cu poli ecranați poate fi obținut din statorul unui motor similar rotativ, presupunînd că se secționează acesta după o generatoare, în întrefierul dintre doi poli și se desfășoară în plan. În funcție de forma polilor aparenți, corespunzător diferitelor tipuri constructive de motoare cu poli ecranați, se pot obține diferite statoare. În figura 1-a este reprezentat un stator de formă constructivă simplă, avînd ancoșele dreptunghiulare.

Indusul motorului este format, ca și la motoarele liniare trifazate, dintr-o bandă conductoare fixată pe un miez feromagnetic. Pentru a îmbunătăți performanțele motorului se poate înlocui armătura feromagnetică cu un al doilea stator, obținîndu-se în acest fel un motor liniar cu inductor dublu, denumit și bilateral (fig. 1 b).

Banda conductoare care formează indusul mașinii este considerată infinită, astfel încît nu iese niciodată din cîmpul inductor, care este diferit de zero pe lungimea statorului. Acest tip de motor este cunoscut și sub denumirea de motor cu inductor scurt. Motorul liniar monofazat cu indusul scurt și inductorul mai lung nu prezintă interes din punct de vedere practic și de aceea nu va fi analizat în lucrare.

Statorul motorului are două înfășurări, cea principală plasată pe poli principali și o înfășurare în scurt circuit, în mod frecvent formată dintr-o singură spiră în scurt circuit, fixată pe așa-numitul pol ecranat. În figura 2 este reprezentată, schematic, o pereche de poli ai statorului. Numărul de perechi de poli se stabilește în funcție de performanțele mașinii. Curentul din înfășurarea principală produce în

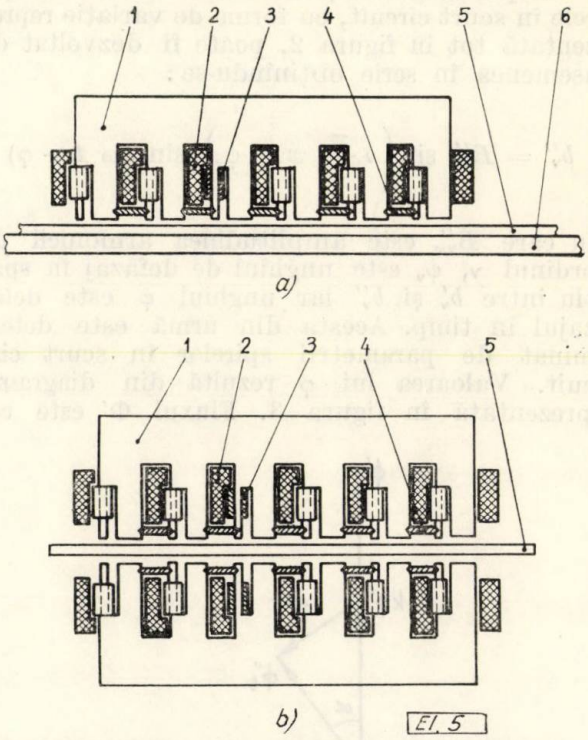


Fig. 1. Motor liniar cu poli ecranați, a) cu un inductor; b) cu două inductoare:
1 – pachet de tole; *2* – bobina principală; *3* – spira în scurt circuit; *4* – șunt magnetic; *5* – indus placă; *6* – miez feromagnetic.

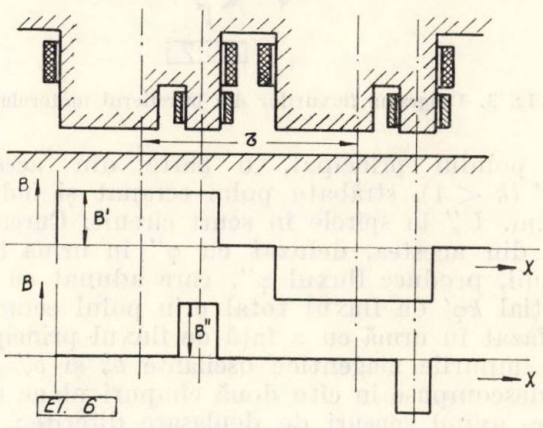


Fig. 2. Secțiune prin inductorul motorului și variația cîmpului magnetic.

întrefierul mașinii un cîmp magnetic, avînd aproximativ repartiția prezentată în aceeași figură [4], [5] [6]. Descompunînd curba inducției magnetice în serie Fourier se obține pentru armonica de ordinul ν expresia:

$$b'_\nu = B'_{\nu m} \sin \nu \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega t$$

în care s-a notat cu B' amplitudinea armonicii, iar cu τ pasul polar al mașinii. Deoarece, curba de variație a inducției este simetrică față de

abscisă, datorită succedării polilor de semn contrar, în dezvoltare vor exista numai armonici impare.

Cîmpul magnetic produs de curentul din spirele în scurt circuit, cu forma de variație reprezentată tot în figura 2, poate fi dezvoltat de asemenea în serie obținîndu-se:

$$b_\nu'' = B_{\nu m}'' \sin\left(\nu \frac{\pi}{\tau} x - \psi_\nu\right) \sin(\omega t - \varphi)$$

în care $B_{\nu m}''$ este amplitudinea armonicii de ordinul ν, ψ_ν este unghiul de defazaj în spațiu între b_ν' și b_ν'' iar unghiul φ este defazajul în timp. Acesta din urmă este determinat de parametrii spirelor în scurt circuit. Valoarea lui φ rezultă din diagrama prezentată în figura 3. Fluxul Φ' este cel

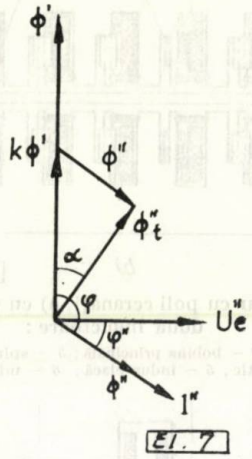


Fig. 3. Diagrama fluxurilor din întrefierul motorului.

al polului principal, o parte din acesta, $k\Phi'$ ($k < 1$), străbate polul ecranat și induce t.e.m. U_e'' în spirele în scurt circuit. Curentul I'' din acestea, defazat cu φ'' în urma tensiunii, produce fluxul φ'', care adunat cu cel inițial $k\varphi'$ dă fluxul total prin polul ecranat, defazat în urmă cu α față de fluxul principal.

Cîmpurile magentice oscilante b_ν' și b_ν'' pot fi descompuse în cîte două cîmpuri plane mobile, avînd sensuri de deplasare diferite:

$$b_\nu' = \frac{B_{\nu m}'}{2}\left[\cos\left(\omega t - \nu\frac{\pi}{\tau}x\right) - \cos\left((\omega t + \nu\frac{\pi}{\tau}x\right)\right] = b_{\nu d}' - b_{\nu i}'$$

$$b_\nu'' = \frac{B_{\nu m}''}{2}\left[\cos\left(\omega t - \nu\frac{\pi}{\tau}x + \psi_\nu - \varphi\right) - \cos\left(\omega t + \nu\frac{\pi}{\tau}x - \psi_\nu - \varphi\right)\right] = b_{\nu d}'' - b_{\nu i}''.$$

Viteza cîmpurilor mobile este egală cu: $v_\nu = \frac{2\tau f}{\nu}$ în care f este frecvența tensiunii la borne.

Pentru a calcula cîmpurile mobile rezultante se folosește reprezentarea în complex:

$$\underline{B}_{\nu d}' = \underline{B}_{\nu i}' = \frac{B_{\nu m}'}{2}$$

$$\underline{B}_{\nu d}'' = \frac{B_{\nu m}''}{2} e^{j(\Psi_\nu - \varphi)}$$

$$\underline{B}_{\nu i}'' = \frac{B_{\nu m}''}{2} e^{-j(\Psi_\nu + \varphi)}.$$

Adunînd cîmpurile directe, respectiv cele inverse, se obține (fig. 4):

$$\underline{B}_{\nu d} = \frac{1}{2}\left[B_{\nu m}' + B_{\nu m}'' e^{j(\Psi_\nu - \varphi)}\right]$$

$$\underline{B}_{\nu i} = \frac{1}{2}\left[B_{\nu m}' + B_{\nu m}'' e^{-j(\Psi_\nu + \varphi)}\right].$$

Amplitudinile cîmpurilor magnetice mobile se determină din figura 4 și se obține:

$$B_{\nu d} = \frac{1}{2}\sqrt{B_{\nu m}'^2 + B_{\nu m}''^2 + 2 B_{\nu m}' B_{\nu m}'' \cos(\varphi - \psi_\nu)}$$

$$B_{\nu i} = \frac{1}{2}\sqrt{B_{\nu m}'^2 + B_{\nu m}''^2 + 2 B_{\nu m}' B_{\nu m}'' \cos(\varphi + \psi_\nu)}.$$

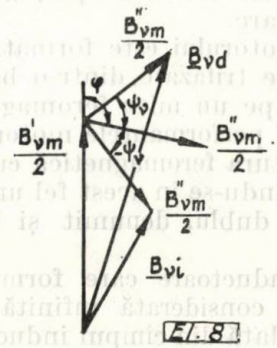


Fig. 4. Însumarea cîmpurilor plane mobile.

Armonicile superioare nu pot fi în general neglijate la studiul motorului liniar cu poli ecranați deoarece repartiția în spațiu a inducției diferă mult de o sinusoidă. Practic, este însă suficient, în majoritatea cazurilor, să se țină seama numai de armonica de ordinul trei, și foarte rar și de cea de ordinul cinci. Pentru a îmbunătăți repartiția spațială a inducției și a mări valoarea fluxului care se închide prin

polul ecranat se folosesc şunturile magnetice, care fac legătura între doi poli succesivi (fig.1). Datorită saturaţiei acestora, circuitul magnetic al motorului devine neliniar şi în consecinţă apar armonici superioare în curenţii din înfăşurări, respectiv inducţiile magnetice din întrefier nu mai au o variaţie sinusoidală în timp. Tratarea exactă a motorului devine mult mai complicată şi de aceea, în prezenta lucrare se neglijează aceste neliniarităţi.

Condiţiile pentru funcţionarea optimă a motorului liniar sînt asemănătoare cu cele de la cel rotativ, adică defazajul în spaţiu şi cel în timp al fundamentalei să fie astfel încît cîmpul mobil direct B_{1d} să devină maxim iar cel invers să fie egal cu zero [4], [6]. Rezultă că ar trebui ca: $B'_{m1} = B''_{m1}$; $\varphi = \psi_1 \frac{\pi}{2}$ ceea ce practic nu poate fi realizat, deoarece B''_{m1} este întotdeauna mai mic ca B'_{m1} iar φ este mai mare ca ψ_1. În consecinţă armonica fundamentală a cîmpului magnetic, la motorul liniar, se va compune dintr-un cîmp plan mobil direct şi unul invers de amplitudini diferite.

Inducţia magnetică din întrefierul motorului poate fi exprimată şi în funcţie de pătura de curent statorică care produce cîmpul. Pentru armonica fundamentală $b_1 = B_{m1} \sin \frac{\pi}{\tau} x \sin \omega t$ se obţine aplicînd legea circuitului magnetic unui contur închis care trece prin întrefier:

$$-\frac{\partial b_1}{\partial x} = \frac{\mu_0 J_s}{\delta},$$

de unde rezultă expresia păturii de curent:

$$J_s = \frac{\delta}{\mu_0} B_{m1} \frac{\pi}{\tau} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - \frac{\pi}{2}\right) \sin \omega t,$$

avînd amplitudinea: $A = \frac{\delta \pi}{\mu_0 \tau} B_{m1}$.

Caracteristica mecanică a motorului

Forţa dezvoltată de un motor electric liniar, rezultă din interacţiunea între cîmpul magnetic produs de înfăşurările plasate pe miezul magnetic al inductorului şi curenţii din placa indus, produşi ca urmare a tensiunilor induse de acelaşi cîmp magnetic în placa respectivă.

Expresia analitică a forţei se determină cu relaţia:

$$F = \frac{1}{2} \mathrm{Re} \left\{ \int_{-l}^{l} \int_{0}^{b} J_y B^* \delta \, dx \, dy \right\}$$

în care expresiile cîmpurilor J_y şi B se calculează pe baza ecuaţiilor lui Maxwell. Efectuînd calculele se obţine, în cazul că se neglijează efectele de capăt:

$$F = \frac{\rho \, b \, l \, A^2}{4 \tau g} \cdot \frac{sf}{(sf)^2 + G^{-2}},$$

în care mărimile au următoarele semnificaţii:

ρ — rezistivitatea indusului;
b — lungimea inductorului;
$2l$ — lăţimea inductorului;
g — grosimea indusului;
δ — grosimea întrefierului;
A — amplitudinea păturii de curent;
s — alunecarea;
G — este denumit factor de calitate şi are expresia $G = \frac{2\tau^2 \mu_0 g}{\pi \rho \delta}$.

Caracteristica mecanică a motorului liniar monofazat cu poli ecranaţi se obţine prin însumarea forţelor dezvoltate de componentele directe şi inverse ale cîmpului magnetic rezultant. După cum s-a arătat, practic este suficient să se considere pe lîngă armonica fundamentală a cîmpului magnetic numai cea de ordinul trei. Forţa corespunzătoare unei armonice va fi deci: $F_\nu = F_{\nu d} - F_{\nu i}$.

Pentru armonica fundamentală se obţine:

$$F_1 = \frac{\rho \, bl}{4 \tau g} \left[\frac{A_{1d}^2 \, sf}{(sf)^2 + G_1^{-2}} - \frac{A_{1i}^2 (2-s) f}{(2-s)^2 f^2 + G_1^{-2}} \right].$$

Motoarele cu poli ecranaţi fiind de putere mică, pasul polar τ este relativ mic astfel că factorul de calitate G este mic, iar caracteristica $F_1(s)$ are alura reprezentată în figura 5. Forţa

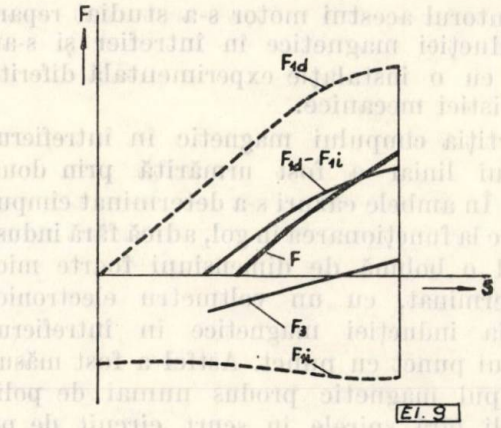


Fig. 5. Caracteristica $F(s)$ a motorului.

dezvoltată de motor este maximă în momentul pornirii ($s=1$).

Pentru armonica de ordinul trei factorul de calitate este şi mai mic, deoarece $G_3 = G_1/3^2$

şi caracteristica corespunzătoare este practic o dreaptă:

$$F_3 \cong \frac{\rho b l}{4 \tau g}\left[\frac{A_{3d}^2 sf}{G_3^{-2}} - \frac{A_{3i}^2 (2-s) f}{G_3^{-2}}\right] =$$

$$= \frac{\rho b l G_3^2 f}{4 \tau g}\left[A_{3d}^2 s - A_{3i}^2 (2-s)\right] =$$

$$= \frac{b l \tau f g}{\rho}\left[B_d^2 s - B_i^2 (2-s)\right].$$

Caracteristica mecanică rezultantă a motorului se apropie de o dreaptă. Prezenţa armonicelor de ordinul trei duce în general la creşterea forţei la pornire, dar în continuare micşorează forţa dezvoltată de motor.

Pentru schimbarea sensului forţei, respectiv al sensului de mişcare, se pot aplica procedeele folosite la motorul cu poli ecranaţi, rotativ, dintre care se consideră a fi mai simplă folosirea a doi poli ecranaţi plasaţi simetric faţă de polul principal.

Rezultate experimentale

Pentru studiul experimental al motorului liniar cu poli ecranaţi s-a realizat un astfel de motor cu două inductoare, bilateral, (fig. 1 b) avînd trei perechi de poli. Pasul polar al motorului este de 30 mm, cu viteza sincronă $v_0 = 3$ m/s. Înfăşurarea principală are 100 spire, iar pe polul ecranat este plasată o spiră în scurt circuit din cupru. Lăţimea pachetului statoric este de 50 mm.

Cu ajutorul acestui motor s-a studiat repartiţia inducţiei magnetice în întrefier şi s-au ridicat cu o instalaţie experimentală diferite caracteristici mecanice.

Repartiţia cîmpului magnetic în întrefierul motorului liniar a fost urmărită prin două metode. În ambele cazuri s-a determinat cîmpul magnetic la funcţionarea în gol, adică fără indus. Folosind o bobină de dimensiuni foarte mici s-a determinat, cu un voltmetru electronic, repartiţia inducţiei magnetice în întrefierul motorului punct cu punct. Astfel a fost măsurat cîmpul magnetic produs numai de polii principali fără spirele în scurt circuit de pe polii ecranaţi şi cîmpul magnetic rezultant cu spirele în scurt circuit. Curbele obţinute sînt reprezentate în figura 6. Cu ajutorul unui osciloscop cu două spoturi s-a determinat experimental unghiul de defazaj între fluxul polului principal Φ' şi fluxul total prin polul ecranat Φ'' (fig. 3) şi s-a obţinut $\alpha = 30°$. Calculînd diferenţele geometrice între inducţiile produse de polii principali şi inducţiile totale s-a determinat curba de variaţie a cîmpului magnetic produs de curenţii din spirele în scurt circuit. Curba obţinută este reprezentată în figura 7.

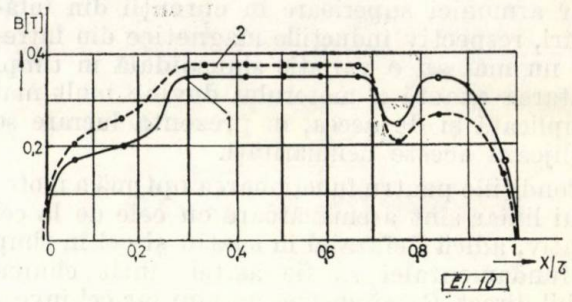


Fig. 6. Curbele de variaţie ale inducţiei în întrefierul motorului.

curba *1* – inducţia produsă de înfăşurarea principală; curba *2* – inducţia totală.

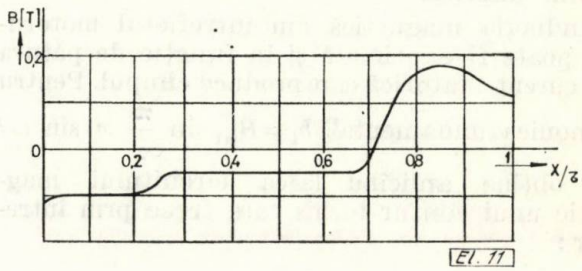


Fig. 7. Repartiţia cîmpului magnetic în întrefier produs de curentul din spirele în scurt circuit.

Pentru a stabili alura completă a repartiţiei cîmpului magnetic s-a deplasat bobina de probă cu viteză constantă în întrefierul motorului şi tensiunea indusă s-a înregistrat cu ajutorul unui osciloscop mecanic. Oscilogramele obţinute sînt reprezentate în figura 8, atît pentru cazul cînd lipsesc spirele în scurt circuit cît şi pentru cîmpul total.

Pe baza curbelor de variaţie obţinute s-au determinat armonicile prin dezvoltare în serie şi s-au calculat amplitudinile cîmpurilor magnetice mobile. S-a obţinut: $B_{d1} = 0{,}3$ T; $B_{i1} = 0{,}25$; T, $B_{d3} = B_{i3} = 0{,}04$ T.

Pentru a ridica caracteristica mecanică a motorului, $F(v)$, s-a utilizat o instalaţie experimentală realizată în acest scop. În figura 9 se prezintă schema instalaţiei. Indusul motorului este format dintr-un disc de aluminiu sau cupru, fixat pe un ax pe care este montată o frînă cu bandă de oţel. Prin modificarea forţei de frecare se schimbă forţa dezvoltată de motor. Inductorul motorului este fixat pe o pîrghie

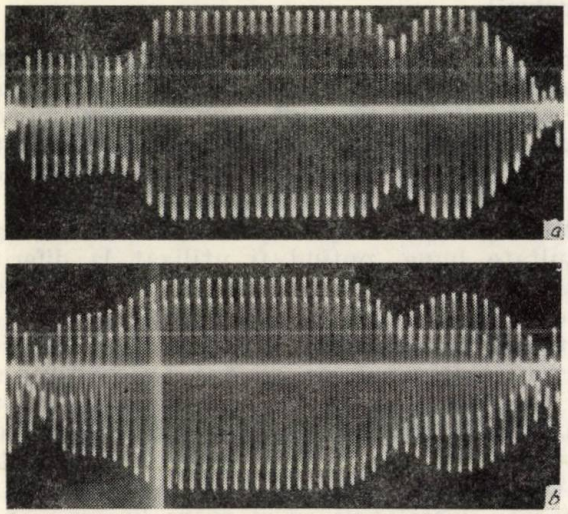


Fig. 8. Oscilogramele inducţiilor magnetice :
a — cîmpul magnetic produs de înfăşurarea principală ; *b* — cîmpul magnetic total.

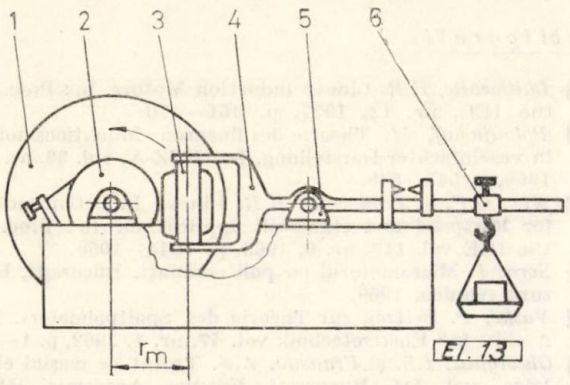


Fig. 9. Schema instalaţiei experimentale pentru ridicarea caracteristicii mecanice :
1 — indus sub formă de disc ; *2* — frînă ; *3* — inductor ; *4* — pîrghie mobilă ; *5* — sistem de echilibrare.

care se poate roti liber într-un lagăr. În figura 10 este prezentată fotografia de ansamblu a instalaţiei experimentale.

Forţa dezvoltată de motor este determinată din condiţia de echilibru a pîrghiei din figura 9,

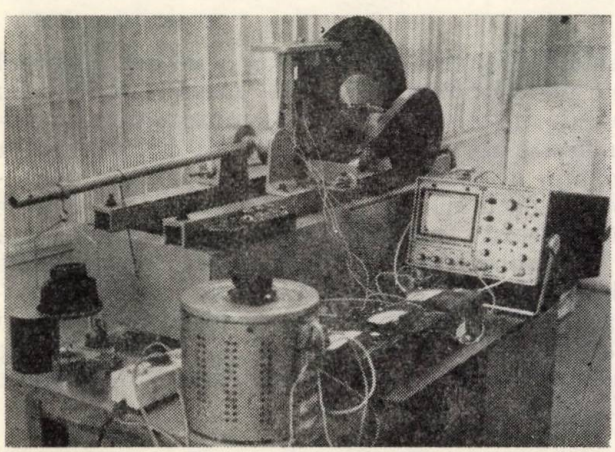


Fig. 10. Vedere de ansamblu a instalaţiei experimentale.

în funcţie de greutatea folosită la echilibrare şi braţele pîrghiei.

Viteza medie a indusului s-a determinat cronometrînd timpul pentru un anumit număr de ture N şi, notînd cu r_m raza medie pe disc la care este plasat inductorul, se obţine : $v = \omega r_m = 2\pi \frac{N}{t} r_m$.

Viteza este practic constantă în toate punctele discului care se găsesc sub inductor deoarece dimensiunile acestuia sînt mici în raport cu raza r_m la care este plasat.

Cu ajutorul instalaţiei experimentale descrise s-a ridicat caracteristica mecanică a motorului pentru un întrefier $\delta = 4$ mm şi indusul din cupru cu grosimea $g = 2$ mm. Curba obţinută este reprezentată prin linie plină în figura 11.

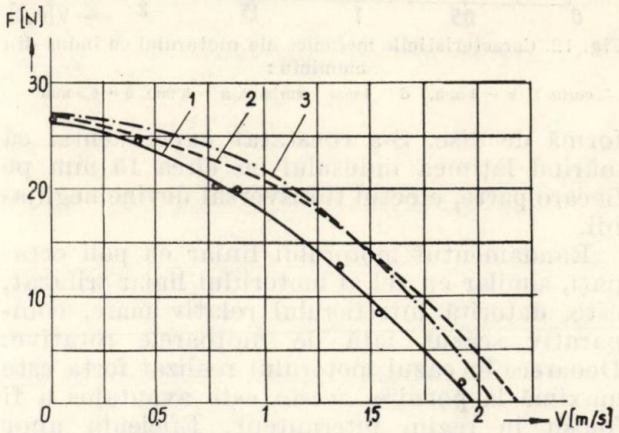


Fig. 11. Caracteristica mecanică a motorului cu indus din cupru, g = 2 mm, δ = 4 mm :
curba 1 — determinată experimental ; curba *2* — calculată teoretic cu variaţia inducţiilor din figura 2 ; curba *3* — calculată cu inducţiile măsurate.

În aceeaşi figură sînt reprezentate şi curbele obţinute prin calcul, conform celor precizate în prima parte a lucrării, considerînd o distribuţie dreptunghiulară a cîmpului (fig. 2) respectiv distribuţia reală determinată experimental (fig. 6).

În ambele cazuri, din descompunerea în serie, s-au considerat numai armonicile fundamentale şi cele de ordinul trei. Diferenţele dintre valorile calculate şi cele determinate experimental se datoresc în principal faptului că în calcule s-au neglijat efectele de capăt şi nu s-a ţinut seama de neliniaritatea introdusă de saturaţia şunturilor magnetice.

În figura 12 s-au reprezentat caracteristicile mecanice ridicate experimental pentru indusuri din aluminiu, cu grosimea de 2 mm respectiv de 4 mm. Se constată că în toate cazurile forţa dezvoltată este maximă în momentul pornirii şi scade la zero, în funcţie de materialul şi grosimea indusului la aproximativ $(0{,}5 \div 0{,}7)\ v_0$.

Valoarea forţei depinde, datorită efectului transversal, de lăţimea plăcii care formează indusul. La motorul experimentat, folosind un

indus de aceeași lățime cu cea a inductorului, forța dezvoltată a scăzut cu (10÷15)% față de cea determinată pe instalația cu indusul în

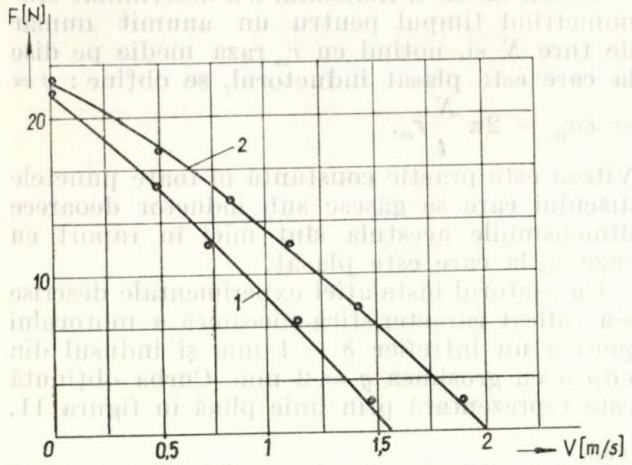


Fig. 12. Caracteristicile mecanice ale motorului cu indus din aluminiu :
curba *1*, g = 2 mm, δ = 4 mm ; curba *2*, g = 5 mm, δ = 6,5 mm

formă de disc. S-a constatat experimental că mărind lățimea indusului cu circa 15 mm pe fiecare parte, efectul transversal devine neglijabil.

Randamentul motorului liniar cu poli ecranați, similar cu cel al motorului liniar trifazat, este, datorită întrefierului relativ mare, comparativ scăzut față de motoarele rotative. Deoarece în cazul motorului realizat forța este maximă la pornire, acesta este avantajos a fi folosit în regim intermitent. Eficiența unor asemenea acționări, în special la viteze mici, nu poate fi apreciată numai prin noțiunea de randament în accepțiunea obișnuită și de aceea se propune [2] introducerea unor noi mărimi caracteristice cum ar fi raportul între forță și puterea consumată. Factorul de putere al motorului este comparabil cu cel al motoarelor similare, rotative.

Concluzii

Similar motorului liniar trifazat se poate construi motorul liniar monofazat cu poli ecranați, derivat principial din motorul monofazat rotativ cu poli ecranați. Construcția este simplă, robustă, prezintă siguranță în funcționare și nu necesită întreținere specială.

Motorul liniar realizat pe această bază a dat rezultate bune, putînd fi utilizat la diferite acționări cu mișcare rectilinie. Caracteristica mecanică a motorului este practic o dreaptă, forța dezvoltată fiind maximă în momentul pornirii. Printr-o alegere adecvată a dimensiunilor circuitului magnetic și a înfășurărilor se pot obține caracteristici adaptate tipului de acționare și cu performanțe îmbunătățite.

Asemănător acționărilor cu motoare liniare trifazate, instalațiile cu motoare liniare monofazate cu poli ecranați devin mai simple,robuste, silențioase și cu fiabilitate mărită, datorită eliminării mecanismelor de transmisie.

Bibliografie

[1] *Laithwaite, E.R.* Linear Induction Motors. În : Proc. of. the IEE, nr. 12, 1957, p. 461—470.
[2] *Poloujadoff, M.* Theorie des linearen Induktionsmotors in vereinfachter Darstellung. In : ETZ-A, vol. **90**, nr. 21, 1969, p. 545—548.
[3] *Nix, G.F.* și *Laithwaite, E.R.* Linear Induction motors for lowspeed and standstill application. In : Proc. of the IEE vol. **113**, nr. 6, 1966, p. 1044—1056.
[4] *Sora, I.* Micromotorul cu poli ecranați. București, Editura tehnică, 1969.
[5] *Vaske, P.* Beitrag zur Theorie des Spaltpolmotors. In : Archiv für Elektrotechnik vol. **47**, nr. 1, 1962, p. 1—28.
[6] *Gheorghiu, I.S.* și *Fransua, A.S.* Tratat de mașini electrice, vol. **III**, București, Editura Academiei RSR, 1971.
[7] *Dimboiu, E.* Instalație experimentală pentru ridicarea unor caracteristici ale motoarelor liniare plane cu cîmp mobil. În : Electrotehnica, vol. **19**, nr. 5, 1971, p. 172—174.

Intrat în redacție la 29.I.1973

Studiul armonicelor curentului de linie la mutatorul cu punți trifazate asimetrice

ȘTEFAN GÂRLAȘU* — Reșița

CZ 621.314.57.018.32.001

1. Generalități

În acționările reglabile cu elemente semiconductoare se utilizează în prezent schemele cu punți trifazate alimentate prin transformatoare de rețea în conexiune Y/Y, Y/Δ și respectiv Δ/Y sau Δ/Δ, scheme descrise în literatură [1], [2], [3].

În cazul utilizării tiristoarelor, se pune problema evaluării și a reducerii puterii reactive datorate întîrzierii la aprindere a tiristoarelor.

Unul dintre procedeele pentru reducerea puterii reactive utilizat în prezent este acela de a înseria pe partea de curent continuu două mutatoare, ceea ce revine la a majora raportul curent maxim activ/curent maxim reactiv. La aceste instalații, cele două mutatoare sînt alimentate de la rețea printr-un transformator comun cu o singură înfășurare primară și prevăzut cu două înfășurări secundare, la care se conectează supapele celor două mutatoare.

Ne vom ocupa de instalațiile în care cele două mutatoare sînt constituite din punți trifazate, din care unul este echipat cu diode și furnizează o tensiune fixă U_{di2}, iar celălalt este echipat cu tiristoare și furnizează o tensiune $U_{di\alpha}$, astfel încît suma :

$$U_{di\alpha} = U_{di\alpha} + U_{di2} \qquad (1)$$

* Ing. *Șt. Gîrlașu* este cercetător principal gr. II la ICPEHR

poate varia continuu de la o valoare minimă, practic nulă, pînă la o valoare pozitivă maximă.

Un astfel de echipament cu punți trifazate cu diode și cu tiristoare se numește mutator cu punți trifazate asimetrice.

În cazul în care conexiunea celor două înfășurări este astfel aleasă încît între tensiunile anodice omoloage există un defazaj de $\pi/6$ radiani, la unghiul de comandă nul pentru mutatorul comandat, schema în ansamblu se află în condițiile unui redresor dodecafazat.

Problema care se pune este aceea de a evalua curentul reactiv și armonicele curentului de linie pentru un mutator cu punți trifazate asimetrice în funcție de unghiul de comandă α al mutatorului cu tiristoare. Aceste valori sînt necesare la compensarea puterii reactive și reducerea efectului deformant al instalației.

2. Mutatorul cu punți trifazate asimetrice

În figura 1 este indicat mutatorul cu punți trifazate asimetrice și constă dintr-un transformator trifazat cu primarul în conexiune Δ și

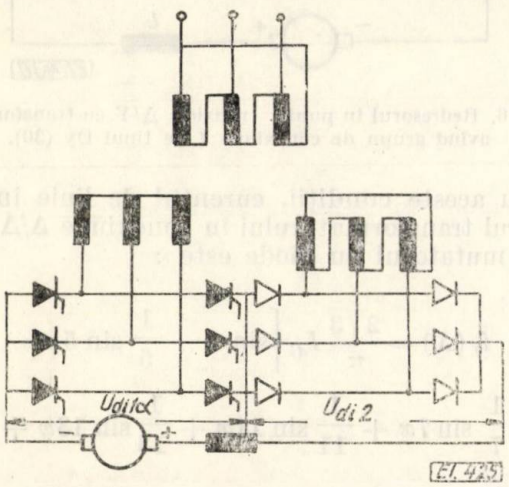


Fig. 1. Redresorul cu 2 punți trifazice asimetrice cu transformator Dy (30) și Dd (0) STAS 30365–65

cu două secundare, dintre care unul în conexiune Y conectat la puntea trifazată cu tiristoare și altul în conexiune Δ conectat la puntea trifazată cu diode, cele două punți fiind înseriate și debitînd peste aceeași sarcină.

O astfel de schemă furnizează o tensiune continuă constantă și o tensiune variabilă $U_{di1\alpha}$. În cazul ideal, în care $|U_{di1}| = U_{di2}$, la $\alpha = \pi$, $U_{di1\pi} = -U_{di2}$ și tensiunea totală furnizată de mutatorul în ansamblu :

$$U_{di} = U_{di1\pi} + U_{di2} \qquad (2)$$

iar la unghiul de comandă $\alpha = 0$, tensiunea totală furnizată de mutator în ansamblu este maximală și egală cu dublul tensiunii furnizate de oricare din cele două mutatoare componente :

$$U_{di} = 2U_{di1\alpha} = 2U_{di2}. \qquad (3)$$

Diagrama curentului de linie, în primarul transformatorului de rețea și anume pentru armonica fundamentală este indicată în figura 2.

Din considerente teoretice verificate în practică, la mutatorul comandat unghiul de comandă nu trebuie să depășească 145—150 grade în scopul de a evita comutația intepestivă a supapelor în regim de invertor, fenomen nedorit și echivalent cu un scurt circuit.

În acest scop se dispune ca $U_{di2} < U_{di1}$, punînd :

$$\frac{U_{di1}}{U_{di2}} = K; \quad \frac{U_{di2}}{U_{di1}} = F; \quad F = \frac{1}{K} < 1 \qquad (4)$$

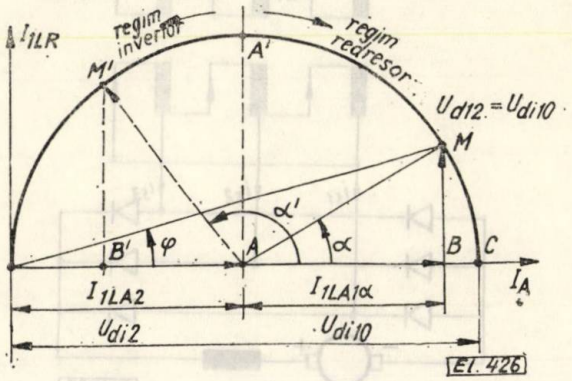


Fig. 2. Diagrama curenților de linie, armonica fundamentală pentru un mutator cu punți trifazice:

1 – armonica ; *2* – curentul de linie din primarul trafo rețea ; *3* – A – activ și respectiv *R* – reactiv ; *4* – mutatorul nr. 1 sau 2 ; *5* – valoarea unghiului de comandă al mutatorului comandat.

Valoarea lui K, denumit coeficientul din RABL se determină din condiția ca la $\alpha_{lim} = 150°$, tensiunea totală să devină nulă :

$$U_{di1} \cos \alpha_{lim} + U_{di2} = 0 \qquad (5)$$

$$K = \frac{U_{di1}}{U_{di2}} = -\frac{1}{\cos \alpha_{lim}} = F = -\cos \alpha_{lim} \qquad (6)$$

Pentru $\alpha_{lim} = 150°$, $K = 1{,}15$.

În aceste condiții, diagrama curentului de linie este indicată în figura 3.

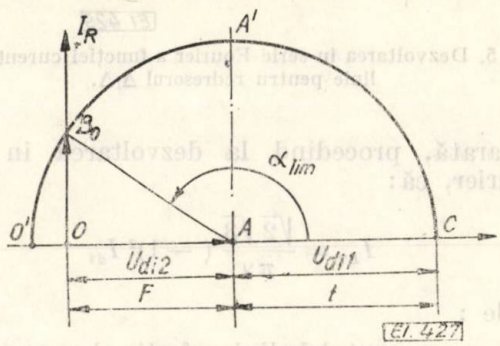


Fig. 3. Diagrama curentului de linie în cazul punților asimetrice și neegale.

Prin varierea unghiului de comandă α la mutatorul cu supape comandate, de la α_{lim} la $\alpha = 0$, tensiunea furnizată de schemă varia-

ză de la tensiunea zero la valoarea maximă $U_{di2} + U_{di1}$.

3. Armonicele superioare în cazul punților trifazice luate separat

3.1. Redresorul cu diode, alimentat printr-un transformator în conexiune Δ/Δ, este indicat în figura 4.

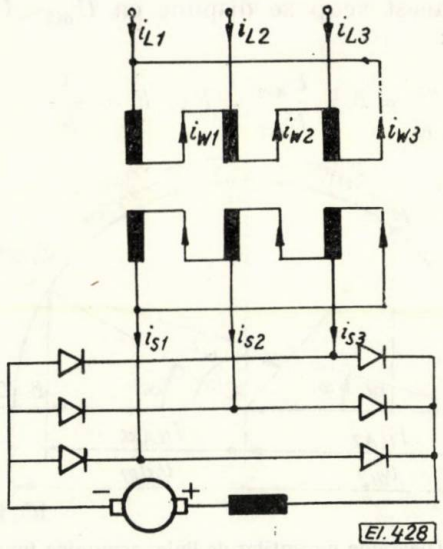


Fig. 4. Redresorul în puncte trifazică Δ/Δ cu transformator avînd grupa de conexiune 0 de tipul Dd (0), STAS 3035—65.

Pentru acest tip de redresor, curentul total de linie din primar este indicat în figura 5, avînd o repartiție rectangulară pe distanța de $\frac{2\pi}{3}$ pe fiecare semiperioadă.

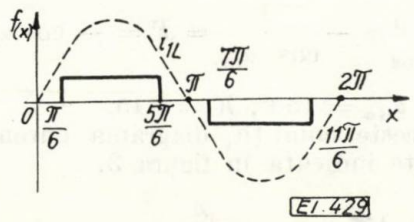


Fig. 5. Dezvoltarea în serie Fourier a funcției curentului de linie pentru redresorul Δ/Δ.

se arată, procedînd la dezvoltarea în serie Fourier, că:

$$I_{L\nu} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}}{\pi\nu}(-1)^q I_{di} \qquad (7)$$

unde :

$I_{L\nu}$ — curentul de linie, efectiv al armonicii de ordinul ν,

I_{di} — curentul continuu, ideal redresat,

iar:

$$\nu = qp \pm 1 \qquad (8)$$

unde p este numărul de pulsuri ale redresorului.

Avem : $q = 0$ $\nu = 1$

$q = 1$ $\nu = 5$ $\nu = 7$ (8′)

$q = 2$ $\nu = 11$ $\nu = 13$

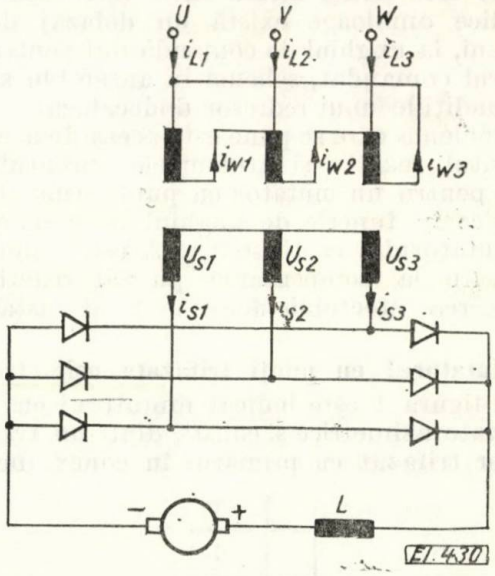


Fig. 6. Redresorul în punte trifazică Δ/Y cu transformator avînd grupa de conexiune *1* de tipul Dy (30).

În aceste condiții, curentul de linie în primarul transformatorului în conexiune Δ/Δ pentru mutatorul cu diode este :

$$i_L(X) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{di}\left[\sin x - \frac{1}{5}\sin 5x - \right.$$

$$\left. -\frac{1}{7}\sin 7x + \frac{1}{11}\sin 11x + \frac{1}{13}\sin 13x + \ldots\right]$$

unde :

$$x = \omega_1 t, \text{ cu } \omega_1 = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}. \qquad (9)$$

3.2. Mutatorul în punte trifazică în conexiune Δ/Y. Schema acestui mutator este indicată în figura 6, variația curentului total este dată în figura 7, iar poziția fazorului I_{L1} armonica fundamentală a curentului de linie față de tensiunea de fază este indicată în figura 8.

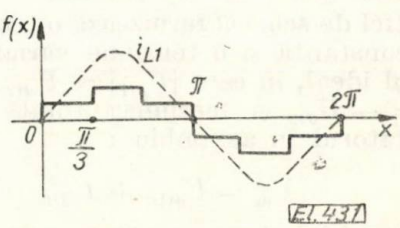


Fig. 7. Dezvoltarea în serie Fourier a funcției curentului de linie pentru $\alpha = 0$

În cazul mutatorului cu diode, analiza armonică conduce la :

$$I_{L\nu} = \frac{\sqrt{2}}{\pi\sqrt{3}\nu} I_{di}\left[1 + \left(\frac{1}{2}\right)^{\nu} - \left(-\frac{1}{2}\right)^{\nu} - (-1)^{\nu}\right], \tag{10}$$

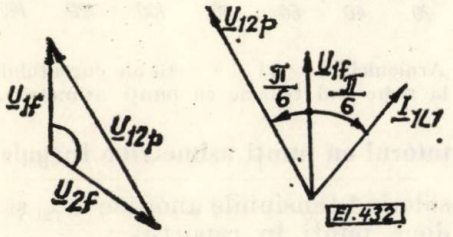


Fig. 8. Defazajul curentului de linie, față de tensiunea de fază la redresorul trifazic în puncte ΔN.

astfel că :

$$i_L(x) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{dk}\left[\sin x + \frac{1}{5}\sin 5x + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{7}\sin 7x + \frac{1}{11}\sin 11x + \frac{1}{13}\sin 13x + \ldots\right] \tag{11}$$

Relațiile (9) și (10) sînt cunoscute în literatură.

În continuare vom lua în considerare efectul întîrzierii la aprindere.

Pentru mutatorul cu supape comandate format din punte trifazică cu transformator Δ/Y, curentul total de linie este indicat în figura 9.

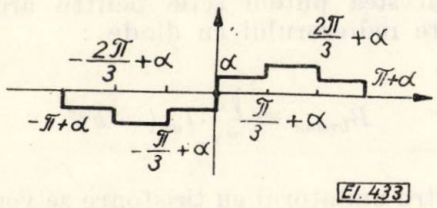


Fig. 9. Variația ideală a curentului de linie în cazul mutatorului Δ/Y

Aplicînd analiza Fourier pentru determinarea componentelor $A\nu$ și $B\nu$, considerînd unghiul de comandă α ca parametru, ce variază în cazul ideal de la 0 la π, rezultă prin calcule laborioase, dar nu și dificile :

$$A_{\nu} = -\frac{I_{di}}{\pi\sqrt{3}\nu}\left[1 + \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(-1)^{\nu} - (-1)^{\nu}\right]\sin\nu\alpha \tag{12}$$

$$B_{\nu} = \frac{I_{di}}{\pi\sqrt{3}\nu}\left[1 + \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(-1)^{\nu} - (-1)^{\nu}\right]\cos\nu\alpha. \tag{13}$$

Curentul de linie, de armonică ν va fi (ca amplitudine) :

$$I_{L\nu max} = \sqrt{A_{\nu}^2 + B_{\nu}^2} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\nu} I_{di}\sqrt{\sin^2\nu\alpha + \cos^2\nu\alpha} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\nu} I_d. \tag{14}$$

4. Redresorul cu punți trifazice asimetrice egale

Schema adoptată pentru mutatorul combinat, cu două înfășurări secundare dintre care una în Y și cealaltă în Δ, se caracterizează prin aceea că tensiunile anodice (considerate ca tensiune de fază), sînt decalate la cele două punți, pentru diodele omoloage, cu $\frac{\pi}{6}$ radiani.

Această dispoziție a tensiunilor anodice conduce la rezultatul important că în primar, armonicile fundamentale ale curenților de linie sînt în fază în cazul în care unghiul de comandă al mutatorului cu tiristoare este nul.

În acest caz (la $\alpha 0$) mutatorul în ansamblu se comportă ca un mutator dodecafazat. Într-adevăr comparînd relațiile (9) și (11) se observă că armonicile de rangul 5 și 7 sînt egale și opuse, astfel ca în sumă, acestea se anulează. Din aceste relații rezultă :

$$i_L(x) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_{di}\left(\sin x + \frac{1}{11}\sin 11x + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{13}\sin 13x + \ldots\right). \tag{15}$$

Pentru un unghi de comandă α, pentru armonica ν :

$$I_{L\nu max} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\nu} I_{di}\sqrt{\sin^2\nu\alpha + [(-1)^2 + \cos\nu\alpha]^2} \tag{16}$$

unde q și ν au fost definite în (8').

Observație : Pentru motivul că la tensiunea de fază U_{1f} din primar, în secundar corespunzător celor două înfășurări, tensiunea anodică este jumătate față de cea corespunzătoare unui redresor cu o singură înfășurare la un curent redresat I_{di} dat ; expresiile (15) și (16) se vor împărți cu 2, astfel că :

$$i_L(x) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\nu}\left(\sin x + \frac{1}{11}\sin 11x + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{13}\sin 13x + \ldots\right)\text{pt}\cdot\alpha = 0 \tag{15'}$$

$$I_{L\nu max}(d) = \frac{\sqrt{3}}{\pi\nu} I_{di}\sqrt{\sin^2\nu\alpha + [(-1)_q + \cos\nu\alpha]^2}. \tag{16'}$$

Se constată că la $\alpha > 0$, în spectrul curenților intervin și armonicile 5 și 7.

Pentru armonica fundamentală cu $q = 0$ și $\nu = 1$:

$$I_{L1max} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_{di} \sqrt{\sin^2\alpha + (1 + \cos\alpha)^2} =$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_{di} \sqrt{2(1 + \cos\alpha)}$$

și observăm că :

$$\sqrt{\frac{1 + \cos\alpha}{2}} = \pm \cos\frac{\alpha}{2}. \qquad (17)$$

Pentru armonicile 5 și 7 cu $q = 1$ și $\nu = 5$; 7 sub radical avem :

$$\sqrt{\sin^2(\nu\alpha) + [(-1) + \cos^2\nu\alpha]^2} = \pm 2 \sin\frac{\nu x}{2} \qquad (18)$$

astfel că :

$$I_{L5max(\alpha)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \cdot 5} I_{di} \sin 5\frac{\alpha}{2}$$

$$I_{L7max(\alpha)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \cdot 7} I_{di} \sin 7\frac{\alpha}{2} \qquad (19)$$

se observă într-adevăr că la $\alpha = 0$, $I_{L5max} = I_{L7max} = 0$.

Pentru armonicile 11 și 13, calculele sînt similare ca la fundamentală, avînd $q = 2$, $\nu = 11$; 13:

$$I_{L11max(\alpha)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \cdot 11} I_{di} \cos 11\frac{\alpha}{2} \qquad (20)$$

$$I_{L13max(\alpha)} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi \cdot 13} I_{di} \cos 13\frac{\alpha}{2}. \qquad (21)$$

Variația curenților de linie, pe armonici în cazul mutatorului cu punți asimetrice egale este indicată în figura 10 pentru armonicile $\nu = 1,5$ și 7 iar în figura 11 pentru armonicile $\nu = 11$ și 13.

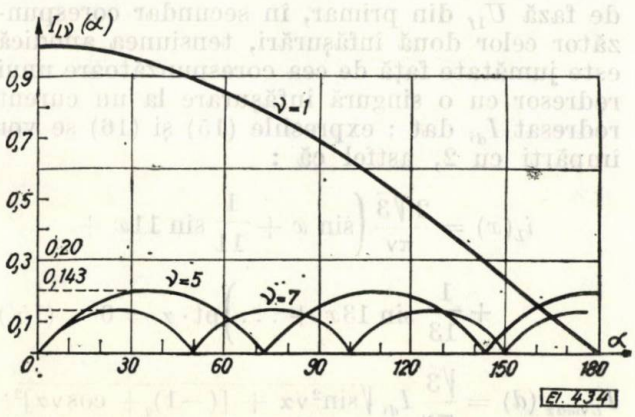


Fig. 10. Curentul din rețea pentru redresorul trifazic cu punți asimetrice, armonicile $\nu = 1$; $\nu = 5$; $\nu = 7$.

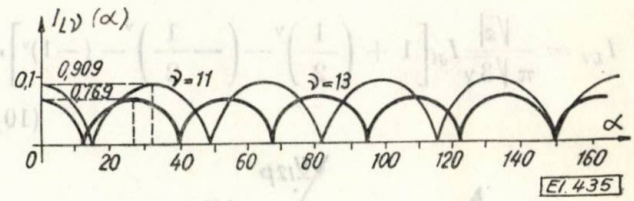


Fig. 11. Armonicile $\nu = 11$ și $\nu = 13$ ale curentului din rețea la redresorul trifazic cu punți asimetrice.

5. Mutatorul cu punți asimetrice inegale

Considerînd tensiunile anodice U_{f21} și U_{f22} ale celor două punți în raportul : $U_{f21} = KU_{f22}$; respectiv $U_{f22} = FU_{f21}$ unde :

$$K = -\frac{1}{\cos\alpha_{lim}}; \quad F = \frac{1}{K} \qquad (22)$$

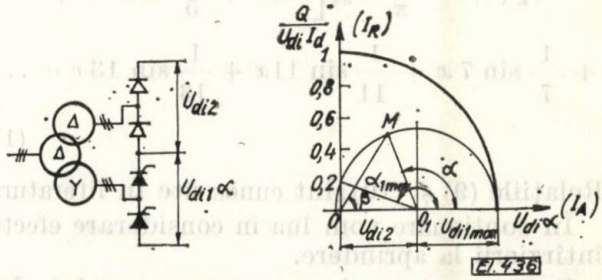


Fig. 12. Schema redresorului cu punți trifazice asimetrice inegale.

Cu acestea putem scrie pentru armonicile datorate redresorului cu diode :

$$B_{L\nu max} = \frac{\sqrt{3}}{\pi\nu} \cdot I_{di}(-F)^q \qquad (22)$$

iar pentru mutatorul cu tiristoare se vor utiliza relațiile (12) și (13).

Astfel curentul maximal al armonicii ν pentru curentul total de linie al mutatorului cu punți trifazate asimetrice inegale va fi :

$$I_{L\nu max} = \frac{\sqrt{3}}{\pi\nu} I_{di} \sqrt{\sin^2\nu\alpha + [F(-1)^\delta + \cos\nu\alpha]^2}. \qquad (23)$$

a) Armonica fundamentală a curentului de linie. Avînd $q = 0$ și $\nu = 1$:

$$I_{L1max} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_{di} \sqrt{\sin^2\alpha + F^2 + 2F\cos\alpha + \cos^2\alpha}$$

$$I_{L1max} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} I_{di} \sqrt{(F^2 + 1) + 2F\cos\alpha}. \qquad (24)$$

Notăm :

$$P_1(\alpha) = \frac{I_{L1max}}{\sqrt{3}\cdot I_{di}}\cdot\pi = \sqrt{(F^2+1)+2F\cos\alpha}, \tag{24'}$$

pe care ne propunem s-o reprezentăm grafic în funcție de α în domeniul $\alpha \in (0\,;\,\pi)$. Se constată că :

$$P_1(0) = 1+F \text{ și } P_1(\pi) = 1-F.$$

Pe intervalul $0,\pi$ funcția $P_1(\alpha)$ este monotonă astfel că $P_1(\alpha)$ este cuprinsă între valorile $1+F$ și $1-F$. Se mai observă că $P_1(\alpha)$ nu se anulează și din condiția de existență :

$$1+F^2+2F\cos\alpha \geqslant 0$$

$$-\cos\alpha \leqslant \frac{1+F^2}{2F},$$

relație îndeplinită pentru $F<1$, cazul nostru. Se constată că $Q_{(F)} = \dfrac{1+F^2}{2F}$ pentru $F<1$, este o mărime pozitivă, care nu se anulează pentru $F \in (0\,;\,1)$

In intervalul $\alpha \in (0\,;\,\pi)$ remarcăm trei valori particulare pentru α : $\alpha = \dfrac{\pi}{2}$, α la care $P_{(\alpha)} = 1$ și α_i la care $P(\alpha)$ are punctul de inflexiune.

Pentru $\alpha = \dfrac{\pi}{2}$; $P_{1(\alpha)} = \sqrt{F^2+1}$ (25)

Pentru $P_1(\alpha) = 1$; $F^2+1+2F\cos\alpha_1 = 1$

$$\cos\alpha_1 = -\frac{F}{2}; \quad \alpha_1 = \arccos\left(-\frac{F}{2}\right). \tag{26}$$

În fine pentru punctul de inflexiune, calculăm prima și apoi a doua derivată a funcției $P(\alpha)$. Avem:

$$P_1'(x) = \frac{-F\sin\alpha}{\sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha}}$$

$$P_1''(\alpha) = -F\frac{F\sin^2\alpha+2F\cos^2\alpha+\cos\alpha(1+F^2)}{(1+F^2+2F\cos\alpha)\,3/2}. \tag{27}$$

Punctul de inflexiune α_i corespunde pentru $P_1''(\alpha) = 0$

$$F\cos^2\alpha + (1+F\cos\alpha) + F = 0$$

$$\cos\alpha_{i1,2} = \frac{-(1+F^2)\pm\sqrt{(1+F^2)^2-4F}}{2F}$$

$$\cos\alpha_{i1} = -F; \quad \cos\alpha_{i2} = -\frac{1}{F}.$$

Din aceste valori reținem numai pe prima deoarece a doua soluție este imposibilă întrucît $F<1$. Deci:

$$\alpha_i = \arccos(-F).$$

Trebuie să remarcăm că mutatorul funcționează efectiv în intervalul $\alpha \in (0\,;\,\alpha_{lim})$ din motivele arătate mai sus. Observăm că, ținînd seama de (22), avem :

$$\alpha_{lim} = \alpha_i = \arccos(-F) \tag{28}$$

sau în cuvinte : unghiul limită α_{lim} este numeric egal cu unghiul la care funcția $P_{1(\alpha)}$ prezintă punctul de inflexiune. În figura 13 este reprezentată funcția $P_1(\alpha)$ în care se observă că pe intervalul $\alpha \in (\alpha_{lim}\,;\,\pi)$ funcția este prezentată punctat, neavînd sens fizic.

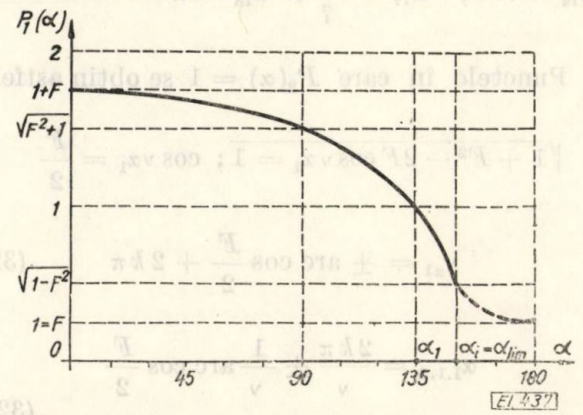


Fig. 13. Variația funcției $P_1(\alpha)\sqrt{1+F^2+2F\cos\alpha}$ în funcție de unghiul de comandă pentru armonica fundamentală $i_{L1}(\alpha)$.

Dacă facem ca $F \to 1$, domeniul de existență al funcției $P_1(\alpha)$, cuprins între $1-F$ și $1+F$, va tinde către 2, relația (24) tinde către (17), iar reprezentarea din figura 13 tinde către cea din figura 10 curba pentru $F = 1$.

b). *Armonicile* $\nu = 5$ *și* 7. Avînd $q = 1$:

$$I_{L\nu}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\pi\nu} I_{di}\sqrt{F^2+1-2F\cos\nu\alpha}. \tag{29}$$

Notăm:

$$P_2(\alpha) = \frac{I_{L\nu(\alpha)}}{\sqrt{3}\,I_{di}}\pi\nu = \sqrt{F^2+1-F\cos\nu\alpha} \tag{29'}$$

unde $\nu = 5$, respectiv $\nu = 7$.

Se cere reprezentarea funcției $P_2(\alpha)$ în domeniul $\alpha \in (0\,;\,\pi)$, la care corespunde $\alpha\nu \in (0\,;\,\nu\pi)$. Se arată ușor că domeniul de existență al funcției $P_2(\alpha)$ este cuprins de asemenea între $1-F$ și $1+F$, că funcția este crescătoare în intervalul $(2n-1)\pi$ la $2n$ și descrescătoare în intervalul $2n\pi$ la $(2n+1)\pi$, conform tabelei de variație din figura 14 (pentru $\nu = 5$).

Pentru găsirea extremelor s-a calculat prima derivată :

$$P_2'(\alpha) = \frac{\nu F \sin \nu\alpha}{\sqrt{1+F^2-2F\cos\nu\alpha}}. \qquad (30)$$

Avînd $P_2'(\alpha) = 0$ și ținînd seama că $\alpha \in (0\,;\,\pi)$ rezultă:

$$\alpha = \frac{k\pi}{\nu} \qquad (31)$$

cu valorile : — pt. $\nu = 5$: $\alpha_{51} = 0$; $\alpha_{52} = \frac{\pi}{5}$; $\alpha_{53} = \frac{2\pi}{5}$; $\alpha_{54} \frac{3\pi}{5}$; $\alpha_{55} = \frac{4\pi}{5}$; $\alpha_{56} = \pi -$

— pt. $\nu = 7$: $\alpha_{71} = 0$; $\alpha_{72} = \frac{\pi}{7}$; $\alpha_{73} = \frac{2\pi}{7}$;

$\alpha_{74} = \ldots$; $\alpha_{77} = \frac{6\pi}{7}$; $\alpha_{78} = \pi$.

Punctele în care $P_2(\alpha) = 1$ se obțin astfel :

$$\sqrt{1+F^2-2F\cos\nu\alpha_1} = 1\,;\ \cos\nu\alpha_1 = \frac{F}{2}$$

$$\nu_{\alpha 1} = \pm \arccos\frac{F}{2} + 2k\pi \qquad (32)$$

$$\alpha_{1.1.2} = \frac{2k\pi}{\nu} \pm \frac{1}{\nu}\arccos\frac{F}{2} \qquad (32')$$

$$\alpha_{1.1.2} = \frac{2k\pi}{5} \pm \frac{1}{5}\arccos\frac{F}{2}$$

$$\alpha_{1.1.2} = \frac{2k\pi}{7} \pm \frac{1}{7}\arccos\frac{F}{2} \qquad (32'')$$

astfel că în fiecare interval $2n\pi$ la $(2n+2)\pi$ avem două valori α_1.

α	0	$\frac{\pi}{5}$	$\frac{2\pi}{5}$	$\frac{3\pi}{5}$	$\frac{4\pi}{5}$	π
$\sin 5\alpha$	0	0	0	0	0	0
$Y'_{L5\alpha}$	0	− 0	− 0	− 0	0	− 0
$Y_{L5\alpha}$	1-F	↗ 1+F	↘ 1-F	↗ 1+F	↘ 1-F	↗ 1+F

EI.438

Fig. 14. Tabelul cu variația lui $Y_{L5\alpha}(\alpha)$ în domeniul $0-\pi$.

Pentru determinarea punctelor de inflexiune calculăm derivata a doua :

$$P_2''(\alpha) = \nu^2 F \frac{-F^2\cos^2\nu\alpha + (1+F^2)\cos\nu\alpha - F}{(1+F^2-2F\cos\nu\alpha)3/2} \qquad (33)$$

care admite soluția :

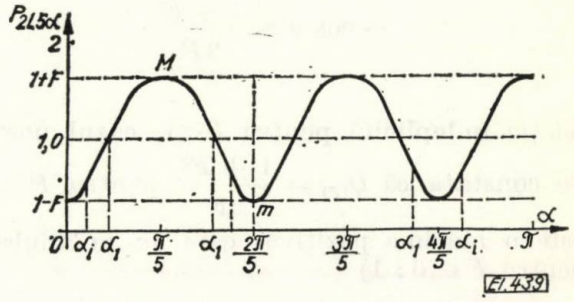
$$\cos\nu\alpha_i = F\,;\ \nu\alpha = 2k\pi \pm \arccos F$$

$$\alpha_i = \frac{2k\pi}{\nu} \pm \frac{1}{\nu}\arccos F \qquad (34)$$

$$\alpha_{i.1.2} = \frac{2k\pi}{5} \pm \frac{1}{5}\arccos F \qquad (34')$$

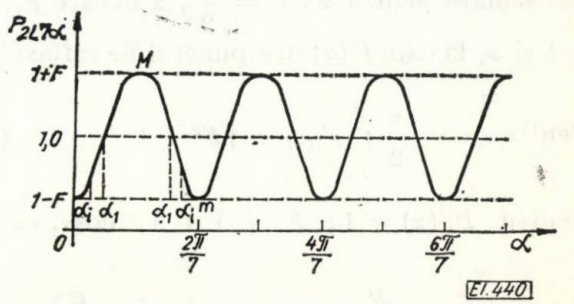
$$\alpha_{i.1.2} = \frac{2k\pi}{7} \pm \frac{1}{7}\arccos F \qquad (34'')$$

În figurile 15 și 16 sînt indicate variațiile armonicelor 5 și respectiv 7.



EI.439

Fig. 15. Reprezentarea grafică a funcției $P_{2L5\alpha}(\alpha)$



EI.440

Fig. 16. Reprezentarea grafică a funcției $P_{2L7\alpha}(\alpha)$

Analog făcînd $F \to 1$, adică trecînd de la punțile trifazate inegale la punți egale, domeniul de existență se extinde la limită către 2 și curbele din figurile 15 și 16 vor degenera în cele din figura 10.

c). Armonicile $\nu = 11$ și 13. Avînd $q = 2$:

$$I_{L\nu\alpha}(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{\pi\nu} I_{di}\sqrt{F^2+1+2F\cos\nu\alpha}. \qquad (35)$$

Notăm :

$$P_3(\alpha) = \frac{I_{L\nu\alpha}}{\sqrt{3}I_{di}}\pi\nu = \sqrt{F^2+1+2F\cos\nu\alpha}. \qquad (35')$$

Constatăm că $P_3(\alpha)$ are aceeași formă ca și $P_1(\alpha)$ cu observația că la $P_3(\alpha)$ intervine ν, astfel că domeniul de existență este același, între $1-F$ și $1+F$; în intervalul $0 ; \pi$ funcția este periodică, se evidențiază valorile α_1, unde curba taie ordonata 1 și punctele de inflexiune α_i. Calculînd derivata :

$$P_3'(\alpha) = -\nu F \frac{\sin \alpha}{\sqrt{1 + F^2 + 2F\cos\nu\alpha}} \quad (36)$$

și făcînd $P'_3(\alpha) = 0$, se evidențiază unghiurile α care marchează extremele și perioadele de repetiție :

$$\alpha_{\nu i} = \frac{i-1}{\nu}\pi ; \; i = 1, 2, \ldots \nu, \; \nu + 1, \quad (37)$$

și în care facem $\nu = 11$ și apoi $\nu = 13$.

Punctele α_1 se determină din relația :

$$\alpha_{1.1.2} = \frac{2k\pi}{\nu} \pm \frac{1}{\nu} \arccos\left(-\frac{F}{2}\right), \quad (38)$$

iar punctele de inflexiune α_i, se determină anulînd derivata doua :

$$P_3''(\alpha) = -\nu^2 F \frac{F\cos^2\nu\alpha + (1+F)\cos\nu\alpha + F}{(1 + F^2 + 2F\cos\nu\alpha)3/2}, \quad (39)$$

$P_3''(\alpha) = 0$, care conduce la soluțiile :

$$\alpha_{i.1.2} = \frac{2k\pi}{\nu} \pm \arccos(-F) \quad (40)$$

Variația funcției $P_3(\alpha)$ este indicată în figura 17 (care se poate particulariza pentru $\nu = 11$ și $\nu = 13$).

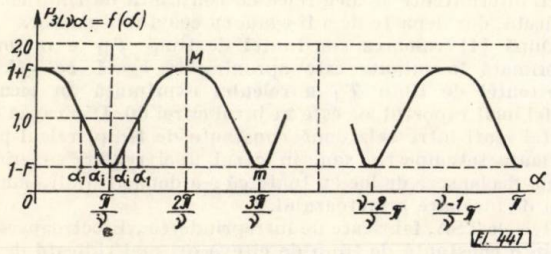


Fig. 17. Reprezentarea grafică a funcției $P_{3L\nu\alpha}(\alpha)$

Analog ca la celelalte armonice, făcînd $F \to 1$, domeniul de existență tinde între 0 și 2, funcția (35') va deveni $2\cos\frac{\nu\alpha}{2}$ ca în (20) și (21), iar curba din figura 17 va degenera către curbele din figura 11 cu $\nu = 11$ și $\nu = 13$.

Evaluarea armonicilor s-a făcut în ipoteza supapelor ideale la care se presupune că nu intervine fenomenul de comutație.

În ipoteza că mutatorul în exploatare normală nu este solicitat la un curent redresat peste cel nominal, unghiul de comutație nedepășind 30°, se poate considera [3] că valoarea efectivă a curentului pentru armonica ν pentru un F dat, este :

$$I_{L\nu U} = \frac{\sin \nu \frac{U}{2}}{\nu \frac{U}{2}} \cdot I_{L\nu i}, \quad (41)$$

unde : U — unghiul de comutație;

$I_{L\nu U}$ — armonica curentului ținînd cont de comutație;

$I_{L\nu U}$ — armonica ideală a curentului de linie.

Unghiul de comutație se evaluează [3] din relațiile cunoscute din literatură, iar valorile $I_{L\nu i}$ se evaluează din relațiile indicate mai sus (24), (29) și (35).

Pentru un calcul preliminar, în primă aproximație se neglijează efectul comutației la evaluarea bateriei totale de condensatoare pentru compensare și evitare a efectului deformant. Din experiență s-a constatat că ținînd cont de efectul de comutație, se micșorează valorile efective ale armonicilor de curent, calculate cu (41) și în consecință se micșorează puterea reactivă de calcul aferentă acestor armonici.

Dacă se evaluează puterea reactivă datorată comutației, în regimul normal de funcționare al mutatorului, adică pînă la curentul nominal, se constată că această putere reactivă este practic egală cu diferența dintre puterea reactivă corespunzătoare armonicilor de curenți $I_{L\nu i}$ și cea corespunzătoare curenților $I_{L\nu U}$.

Eventualele diferențe, la realizarea fizică a instalației se ajustează la probele de punere în funcțiune cînd se acordează circuitele filtrante și se efectuează măsurători pentru diferite valori ale unghiului de comandă a tiristoarelor.

Concluzii

Pentru mutatorul cu punți trifazate asimetrice inegale s-au evaluat armonicile curentului de linie din primarul transformatorului de rețea. Mutatorul cu punți asimetrice inegale a început să fie des utilizat în instalațiile cu acționări reglabile, pentru faptul că puterea reactivă maximă se reduce practic la jumătate și permite o variație continuă a tensiunii furnizate de la valoarea zero la o valoare maximală.

În domeniul de variație al unghiului de comandă se pot evalua valorile armonicilor curen-

tului de linie din primarul transformatorului în scopul dimensionării bateriei de condensatoare şi a filtrelor rezonante pentru compensare şi pentru reducerea efectului deformant. În acest scop folosind analiza armonică s-au stabilit relaţii de calcul pentru aceste armonici, şi s-au trasat diagrame de variaţie ale acestora în funcţie de unghiul de comandă.

Bibliografie

[1] *Gudumac, M.* Redresoare cu semiconductoare. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1970.

[2] *Garabet, T.* ş.a. Utilizarea redresoarelor comandate în acţionări electrice. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1969.

[3] *Möltgen, G.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutaţie de la reţea (trad. din limba germană) Ed. Tehnică, Bucureşti, 1970.

[4] *Bürger, H.* Der Thyristor und seine Anwendung, Voll- und halbgesteuerte Drehstrombrückenschaltung in ihrer Anwendung für Gleichstrombetriebe. In : Oestereichisches Produktivitäts-Zentrum, Arbeitsgemeinschaft für Automatisierung, Wien, Dezember 1969, pag. 1—24.

[5] *Rabl, H.* Netzgeführte Thyristor-Stromrichter in der Antriebstechnik. In : ELIN — Zeitschrift, Jahrgang XXII, Heft 3/4 Dezember 1970 Wien.

[6] *Rabl, H.* Eine Gleichstrommotorspeisung mit gesteuerten Siliziumgleichrichtern (Thyristoren). In : ELIN — Zeitschrift, Jahrgang XVII. Heft 1/2 Juni 1965 Wien.

[7] *Gârlaşu, Şt.* Estimarea puterii reactive în scopul compensării la instalaţii cu acţionări reglabile cu tiristoare şi cu recuperare de energie. In : Energetica, noiembrie nr. 11, 1972.

[8] *J. C. Jaeger* ş.a. Introducere în teoria transformării Laplace (traducere din limba engleză). E. T. Bucureşti, 1971.

[9] *Stuart, R. D.* Introducere în analiza Faurier cu aplicaţii în tehnică (traducere din limba engleză). E.T. Bucureşti, 1971.

[10] *Tolstov, G. P.* Serii Fourier (traducere din limba rusă). E.T. 1955, Bucureşti.

[11] *Haböck, A.* Stromrichter mit Thyristoren Teil I, Stromrichter mit natürlicher Kommutierung. In : Energie und Technik, nr. 10, oct 1966.

[12] *Efremov, I. C.* ş.a. Upravleaemîi kremenievii preobrazovatel stabilizirov annovo napreajeniea dlea podstanţii gorodskovo elektricescovo transporta (Redresor comandat de siliciu, de tensiune stabilizată pentru substaţii de transport urban). In : Elektrotehnika, nr. 38, mai 1967, p. 12—15.

[13] *Szklarski L.* ş.a. Mutator pentru reglarea vitezei motorului asincron de mare putere. In : Przeglad elektrotechniczny, vol. **44**, nr. 5 mai 1968, p. 204—209.

[14] *Kusko, A.* What's available in adjustable speed A.C. drives. In : Control Enginnering, SUA vol. **15**, nr. 8 aug, 1968, p. 58—64.

Intrat în redacţie la 18.XII.1972

Consideraţii asupra funcţionării releelor termice în regim intermitent, cu referire la releele TSA

SERGIU GOLDIMBERG şi CLAUDIA TÖRÖK* — Bucureşti

CZ 621.316.925.44.014.5

1. Generalităţi

Regimurile intermitente de funcţionare ale maşinilor electrice, sînt caracterizate prin parametrii care se referă la : durata relativă de lucru DA%, durata unui ciclu, respectiv numărul de cicluri pe oră şi valoarea intensităţii sarcinii în timp. În practică, nu se întîlneşte decît foarte rar o succesiune regulată a perioadelor de funcţionare şi repaus. De obicei necesităţile exploatării impun regimuri de funcţionare neuniforme cu perioade active şi de repaus inegale. Indiferent de forma reală a ciclurilor, toate regimurile trebuie echivalate pe cît posibil cu unul din regimurile nominale prescrise în STAS.

Realizarea unei protecţii eficiente cu relee termobimetalice lucrînd în regim intermitent a motoarelor este cu atît mai dificilă, cu cît regimul este mai dezordonat. În aceste cazuri protecţia se poate realiza numai prin numeroase încercări fiind destul de aproximativă.

Releele temporizate dependente de curent îşi ating cu atît mai bine scopul de protectoare termice, cu cît realizează mai bine o imagine termică a motorului pe lîngă care lucrează. Îndeplinirea acestui scop este condiţionată, în regim intermitent, de valoarea constantei de timp termice, respectiv gradul de inerţie al releului **. Ideal ar fi să se obţină constanta de timp termică a releului identică sau cît mai apropiată, de constanta motorului. Acest deziderat este însă practic imposibil de realizat pe de o parte din cauza diferenţei mari de masă, iar pe de altă parte din cauza deosebirilor mari de încălzire, neunitare, ale diferitelor materiale din motor (fier, cupru, etc.)***. Dacă totuşi s-ar mări artificial masa releului, revenirea după declanşare ar dura prea mult şi s-ar periclita reluarea activităţii tehnologice. De aceea, în cazul funcţionării intermitente se aleg relee cu constantă de timp cît mai ridicată, dar departe de a fi egală cu cea a motoarelor.

După [4] valoarea constantei de timp T_M a motorului exprimată în minute este aproximativ egală cu valoarea constantei de timp T_A a releului exprimată în secunde, astfel încît raportul lor este în jurul cifrei 60. Din cauza diferenţei mari între cele două constante de timp, releul poate declanşa intempestiv sau, în cazul unei reglări superioare, să nu declanşeze de loc cu toate că s-a depăşit limita admisibilă de încălzire a motoarului.

Releele TSA, fabricate de întreprinderea „Electroaparataj" deţin o constantă de timp de cîteva ori mai ridicată decît a releelor clasice datorită masei lor mai mari. În tabela 1 sînt date tipurile de relee TSA cu domeniul de reglaj al acestora precum şi constantele de timp măsurate pe limitele inferioare şi superioare ale releelor, faţă de datele din literatură.

* Ing. *S. Goldimberg* este cercetător principal la I.C.P.E. şi ing. Claudia Török lucrează la acelaşi institut.

** Definiţia şi calculul constantei de timp a releului termic atît pentru faza de lucru cît şi pentru faza de pauză se găsesc tratate în [1] literatura de specialitate.

*** La aceasta trebuie să adăugăm [1] influenţa răcirii forţate, (prin ventilator) fapt care, practic, face ca diferenţele de încălzire şi răcire între maşinile electrice şi releele ce le protejează, să fie şi mai mari.

Tabela 1

Valorile constantelor de timp

Releul	TSA – 10		TSA – 30		TSA – 63		Bibliografie
I_r, A	6,6	11	19	32	24	40	[1]
T, min, s	6'36''	4'48''	8'30''	6'06''	12'12''	9'24''	1'÷3'

2. Valabilitatea reglajului efectuat în regim continuu pentru regim intermitent

Fabricile constructoare de aparataj electric livrează de obicei relee termobimetalice reglate numai pentru regim continuu. Se pune întrebarea dacă reglajul se menține în regim intermitent echivalent. De aici reies două probleme:

a) cum se transformă domeniul de reglaj (0,6÷1) I_r, stabilit pentru funcționare continuă, în cazul regimurilor intermitente;

b) dacă releele reglate în regim continuu își mențin limitele de reglaj în cazul curenților intermitenți echivalenți.

2.1. *Determinarea domeniilor de reglaj în regim intermitent*

În regim continuu domeniul de reglaj al releelor termobimetalice variază între 0,6 I_r și I_r. În regim intermitent, dacă se presupune că:

I_e este curentul echivalent;
$I_{ep} = 6I_e$ — curentul echivalent de pornire;
$t_p = 2'$ — durata curentului de pornire;
t_a — durata activă;
t_c — durata unui ciclu,

se poate scrie:

$$\frac{I_{ep}^2 \cdot t_p + I_e^2 \cdot (t_a - t_p)}{t_c} = I_r^2 \quad . \tag{3}$$

Efectuînd calculele se obține:

$$I_e = I_r \sqrt{\frac{t_c}{35\, t_p + t_a}} \, . \tag{4}$$

Notînd radicalul cu k, se obține o funcție simplă:

$$I_e = kI_r, \tag{4'}$$

variația coeficientului k depinzînd de frecvența de conectare, și durata activă relativă de conectare este dată în figura 1. Calculînd curenții echivalenți pentru frecvențele de 6, 60, 120 și 240 conectări/oră și pentru durate active de conectare DA%, egale cu: 15, 25, 40 și 60%, s-a ajuns la următoarele concluzii:

— domeniul de reglaj se îngustează pe măsură ce frecvența de conectare crește. În figura 2 s-a trasat modificarea domeniului de reglaj al releelor TSA-10 varianta 6,6—11 A, în cazul funcționării în regim intermitent. Astfel la 240 conectări/oră scăderea este de peste 50%;

— valorile domeniilor de reglaj depind cu atît mai puțin de durata activă relativă de conectare DA cu cît frecvența de conectare crește (la 6 conectări/oră variază după alura unei exponențiale, iar la 240, domeniul este aproape orizontal).

2.2. *Verificarea reglajului propriu-zis în regim intermitent*

Se cunosc condițiile impuse de STAS și VDE [2], [3] relativ la reglajul releelor termice în regim continuu.

Întrebarea care s-a pus a fost dacă releele TSA reglate ca pentru regim continuu își mențin reglajul în regim intermitent echivalent.

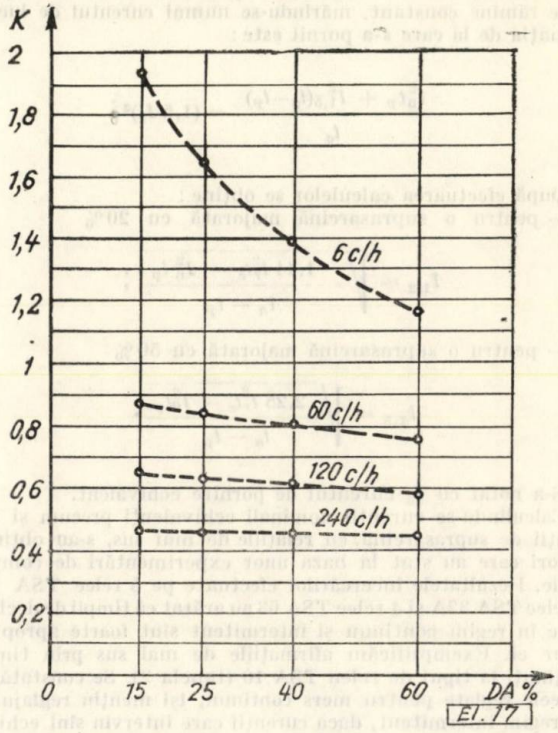


Fig. 1. Variația coeficientului de proporționalitate k funcție de durata activă relativă de acționare, pentru diferite frecvențe de conectare

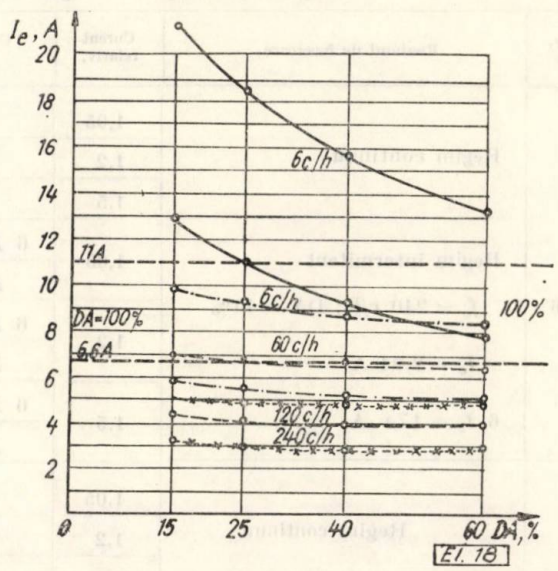


Fig. 2. Modificarea domeniului de reglaj al releelor TSA—10 varianta 6,6—11 A, în cazul funcționării în regim intermitent cu $I_p = 6\ I_e$ și $t_p = 2$ sec.

Verificarea reglajului în regim intermitent s-a efectuat pentru următorii parametri:

— frecvența de conectare $f_c = 240$ c/h;
— durata activă relativă de conectare $DA = 40\%$;
— durata ciclului $t_c = 15$ s;
— durata curentului echivalent de pornire $t_p = 2$ s;
— durata curentului echivalent de lucru $t_a - t_p = 4$ s

Curentul echivalent de reglaj s-a stabilit conform relaţiei (4).

Curenţii echivalenţi de suprasarcină, majoraţi cu 20% respectiv 50%, au fost stabiliţi în ipoteza că curentul de pornire rămîne constant, mărindu-se numai curentul de lucru. Ecuaţia de la care s-a pornit este:

$$\frac{I_6^2 t_p + I_{1,5}^2 (t_a - t_p)}{t_c} = (1{,}5\, I_r)^2 \quad (5)$$

După efectuarea calculelor se obţine:

— pentru o suprasarcină majorată cu 20%

$$I_{1,2} = \sqrt{\frac{1{,}44\, I_r^2 t_c - I_6^2 t_p}{t_a - t_p}}; \quad (6)$$

— pentru o suprasarcină majorată cu 50%

$$I_{1,5} = \sqrt{\frac{2{,}25\, I_r^2 t_c - I_6^2 t_p}{t_a - t_p}}. \quad (7)$$

S-a notat cu I_6 curentul de pornire echivalent.

Calculîndu-se curenţii nominali echivalenţi precum şi curenţii de suprasarcină, cu relaţiile de mai sus, s-au obţinut valori care au stat la baza unor experimentări de comparaţie. Rezultatele încercărilor efectuate pe 5 relee TSA 10, 3 relee TSA 32A şi 4 relee TSA 63 au arătat că timpii de declanşare în regim continuu şi intermitent sînt foarte apropiaţi între ei. Exemplificăm afirmaţiile de mai sus prin timpii obţinuţi la tipul de releu TSA 10 (tabela 2). Se constată că releele reglate pentru mers continuu, îşi menţin reglajul şi în regim intermitent, dacă curenţii care intervin sînt echivalenţi cu cei din regim continuu. Această concluzie se poate accepta numai în măsura în care există o diferenţă apreciabilă între valorile constantelor de timp (de răcire şi încălzire) şi respectiv duratele efective de lucru şi pauză.

3. Comportarea releelor TSA în cazul unei reglări superioare

Asigurarea protecţiei motoarelor asincrone funcţionînd în regim intermitent este dependentă de două condiţii esenţiale:

a) releul să nu declanşeze intempestiv datorită pulsurilor intense de curent de la pornire;

b) în cazul apariţiei unei suprasarcini periculoase şi de durată, releul să fie capabil să protejeze motorul.

Pentru respectarea condiţiilor de mai sus se foloseşte metoda reglării superioare, care constă în schimbarea poziţiei discului de reglaj de pe releu în sensul creşterii curentului. Evident, metoda îşi găseşte aplicaţie în cazul curenţilor de reglaj aflaţi spre limita inferioară.

Experimentările releelor TSA ale căror rezultate sînt cuprinse în tabela 3 au decurs în modul următor: fixînd discul de reglaj succesiv pe cele 5 (3) poziţii, cu menţinerea curentului reglat iniţial (6,6 respectiv 8,8A), s-a stabilit poziţia la care declanşarea nu mai are loc la pornire. Astfel se asigură prima condiţie. Pornind de aici s-a căutat verificarea celei de a 2-a condiţii şi anume: s-a considerat că această poziţie poate fi folosită pentru reglaj, urmînd a se verifica declanşarea la o suprasarcină de 50%.

Analizînd rezultatele, exemplificate pentru cazul releelor TSA, se deduc următoarele:

a) din punct de vedere al declanşării intempestive: cu parametrii enumeraţi mai sus, nu se pot găsi puncte de reglaj la frecvenţe mai mari de 120 c/h; la 120 c/h, releele se pot regla prin fixarea discului de reglaj pe limita superioară şi fiind încărcate cu curenţi de pe limita inferioară; în aceleaşi

Tabela 2

Relee TSA-10, varianta 6,6—11 A
Timpi de declanşare în regim continuu şi în regim intermitent echivalent

I_r, A	Regimul de încercare	Curent relativ.	Curent efectiv, A	Relee încercate				
				Nr. 1	Nr. 2	Nr. 3	Nr. 4	Nr. 5.
6,6	Regim continuu	1,05	6,93	Nu declanşează în două ore				
		1,2	7,92	3'10''	5'10''	2'47''	1'32''	3'50''
		1,5	9,9	31''	33''	36''	19''	22''
	Regim intermitent f_c = 240 c/h; DA = 40% I_e = 2,94 A 6 I_e = 17,6 A	1,05	6 $I_{1.05}$ = 18,5 / $I_{1.05}$ = 3,09	Nu declanşează în două ore				
		1,2	6 I_e = 17,6 / $I_{1.2}$ = 9	2'23''	4'15''	2'37''	4'01''	2'54''
		1,5	6 I_e = 17,6 / $I_{1.5}$ = 14,55	44''	47''	43''	58''	32''
11	Regim continuu	1,05	11,55	Nu declanşează în două ore				
		1,2	13,2	1'23''	1'55''	1'32''	2'11''	2'30''
		1,5	16,5	25''	32''	23''	27''	28''
	Regim intermitent f_c = 240 c/h; DA = 40% I_e = 4,9 A 6 I_e = 29,4 A	1,05	6 $I_{1.05}$ = 30,8 / $I_{1.05}$ = 5,14	Nu declanşează în două ore				
		1,2	6 I_e = 29,4 / $I_{1.2}$ = 15	1'57''	2'39''	1'56''	2'37''	2'23''
		1,5	6 I_e = 29,4 / $I_{1.5}$ = 22,4	32''	35''	31''	33''	34''

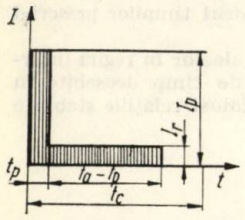
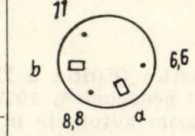


Tabela 3

I_r, A	$I_p = 6I_r$ A	t_p s	6 c/h $t_a - t_p$ s	60 c/h $t_a - t_p$ s	12 c/h $t_a - t_p$ s	240 c/h $t_a - t_p$ s
6,6 / 8,8	39,6 / 52,8	2	238	22	10	4

I_r A	Poziţia de reglaj		Domeniul ciclurilor de declanşare. 6 c/h	60 c/h	120 c/h	240 c/h
6,6		6,6	Nu declanş. 12 cicl.	8÷17	4÷8	5÷7
		a	,,	Nu declanş. 60 cicl.	9÷11	6÷8
		8,8	,,	,,	18÷24	1÷12
		b	,,	,,	39÷53	16÷21
		11	,,	,,	Nu declanş. 120 cicl.	21÷28
8,8		8,8	,,	11÷16	5	4
		b	,,	Nu declanş. 60 cicl.	6÷7	5
		11	,,	,,	7÷9	6÷7

condiţii, la frecvenţa de 60 c/h se pot găsi puncte de reglaj pe poziţia „a" (I_r = 6,6 A) respectiv „b" (I_r = 8,8 A); la 6 c/h releele se comportă ca în regim continuu;

b) posibilităţile de declanşare la suprasarcină au fost verificate pentru cazurile pozitive rezultate din experimentările punctului a) şi sînt grupate în tabela 4.

Tabela 4

I_r A	f_c c/h	Poziţia discului de reglaj	Curenţii şi timpii de încercare: 6 I_r t_p	1,5I_r, $(t_a - t_p)$	Durata (nr. cicluri)	Timp echivalent, min. s
6,6	120	11	39,6 A 2″	9,9 A 10″	3—14	2′06″—9′48″
8,8	60	b	52,8 A 2″	13,2 A 22″	1—4	48″—3′12″

Din analizarea acestor rezultate, se constată că dispersiile duratelor de declanşare sînt mari. Timpii de declanşare echivalenţi sînt mai mari de 2 min. ceea ce impune selectarea unor motoare mai robuste pentru regim intermitent, sau micşorarea frecvenţei de conectare. În caz contrar, protecţia prin relee termice printr-o reglare superioară nu este eficientă.

4. Limitele frecvenţei de acţionare pentru care se menţine reglajul conform STAS [2], [3]

Problema care se pune este găsirea frecvenţelor maxime de acţionare pentru care se menţine reglajul releelor, efectuat conform STAS, în regim continuu. Evident aceste frecvenţe sînt influenţate de valoarea curentului de pornire I_p, durata curentului de pornire t_p şi durata activă relativă de conectare DA.

Pentru determinarea pragului la care declanşarea nu trebuie să se producă se scrie ecuaţia de echilibru:

$$I_p^2 t_p + I_r^2 (t_a - t_p) = 1{,}05^2 I_r^2 t_c. \qquad (7)$$

Presupunînd curentul de pornire egal cu

$$I_p = 6I_r$$

şi înlocuind

$$t_a = \frac{DA}{100} t_c \text{ şi } t_c = \frac{3\,600}{f_c},$$

se obţine funcţia:

$$f_c = \frac{3\,960 + 36\,DA}{t_p}. \qquad (8)$$

După cum se observă frecvenţa de conectare limită nu depinde de curentul reglat.

În figura 3 se prezintă o familie de curbe trasate pentru cele patru valori standardizate ale DA şi pentru diverşi timpi de pornire cuprinşi între 0,4 şi 5,5 s.

În cazul considerat (t_p = 2 s) corespund, pentru:

DA = 15%, f_c = 49 c/h; DA = 40%, f_c = 36 c/h;

DA = 25%, f_c = 44 c/h; DA = 60%, f_c = 26 c/h.

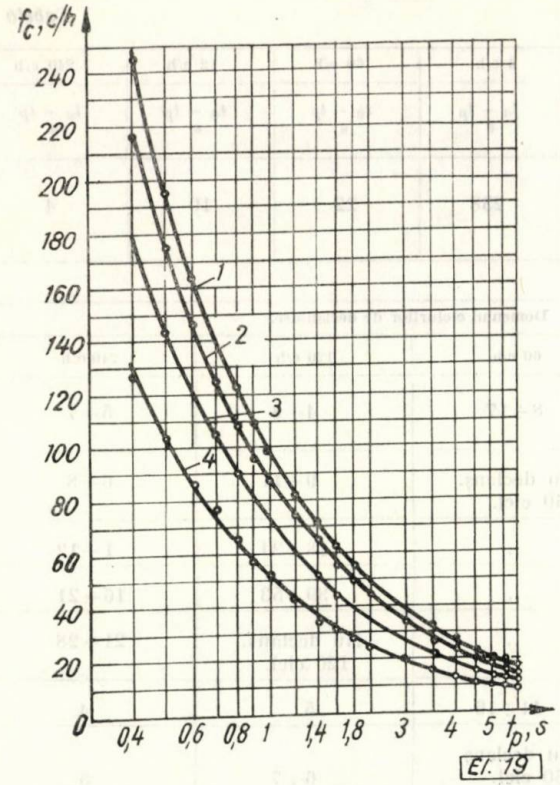


Fig. 3. Determinarea frecvenţei maxime de conectare pentru diferiţi timpi de pornire :
1 — $DA = 15\%$, 2 — $DA = 25\%$; 3 — $DA = 40\%$; 4 — $DA = 60\%$

Experimentările de laborator au arătat că, încărcînd releele cu un curent I, echivalent cu 1,2 I_r şi 1,5 I_r din regim continuu, declanşările se produc în interiorul timpilor prescrişi de STAS.

Pentru un calcul exact al încălzirii releelor în regim intermitent, ţinînd seama de constantele de timp deosebite în perioada de încălzire şi răcire, se pot folosi relaţiile stabilite în literatura de specialitate [1].

5. Concluzii

În urma numeroaselor încercări efectuate, se constată că releele TSA reglate pentru regim continuu îşi menţin reglajul în regim intermitent echivalent, timpii de declanşare fiind foarte apropiaţi.

Din punct de vedere al comportării la regimuri intermitente, releele TSA nu diferă de releele termobimetalice clasice, cu deosebirea că releele TSA au constantele de timp mai mari; prin urmare se pot adapta mai bine protecţiei motoarelor asincrone cu regim intermitent de funcţionare.

Prin tatonări, funcţie de motorul protejat şi de regimul de funcţionare, releele termice pot fi utilizate la protecţia motoarelor, folosind metoda reglării superioare.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice (Ediţia a II-a), Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1972.
[2] STAS 4480—68 Întreruptoare automate în aer şi ulei de curent alternativ şi continuu pînă la 1 000 V c.a. şi 1 200 V c.c. şi 3 150 A. Condiţii speciale.
[3] VDE 0660/4.62 Regeln für Schaltgeräte. VDE Verlag GmbH, 1 Berlin 12, (Charlottenburg).
[4] *Krantz, N.* Der termische Motorschutz durch Bimetallrelais und seine Grenzen. Elektrie 13, nr. 6, iunie 1959, p. 224—228.

Intrat în redacţie la 5.II.1973

Determinarea funcţiilor de transfer ale reţelelor de corecţie şi ale ansamblurilor funcţionale ale sistemelor de reglare automată cu ajutorul teoriei cuadripolilor

AURELIAN IACOV* — Bucureşti

CZ 621.316.001.25:539.143.44

Obişnuit, funcţiile de transfer ale reţelelor de corecţie cît şi ale elementelor funcţionale se deduc făcîndu-se ipoteza simplificatoare : impedanţa generatorului sau a etajului anterior care deliberează pe reţea este neglijabilă, iar impedanţa de intrare a etajului următor foarte mare faţă de cea de ieşire a reţelei. De asemenea, în cazul reţelelor mai complicate, acestea se descompun în reţele mai simple cărora li se aplică aceleaşi ipoteze simplificatoare. Justificarea metodei este uşurinţa calculului în detrimentul rigurozităţii. Dacă în cazul folosirii tuburilor electronice metoda nu dă erori prea mari, în cazul folosirii tranzistoarelor şi a amplificatoarelor magnetice, eroarea este apreciabilă şi ca atare se impune tratarea riguroasă a modului de deducere a funcţiei de transfer a reţelei în condiţiile de lucru concrete. De aceea, ne-am gîndit să sugerăm folosirea teoriei cuadripolilor, în acest scop, care, pe lîngă faptul că este riguroasă, este şi destul de simplu de folosit.

Între tensiunile şi curenţii de la intrarea şi ieşirea cuadripolului există relaţiile :

$$U_1 = A_{11} U_2 + A_{12} I_2 \quad \text{(a)}$$
$$I_1 = A_{21} U_2 + A_{22} I_2 \quad \text{(b)} \qquad (1)$$

cu condiţia $A_{11} A_{22} - A_{12} A_{21} = 1$ îndeplinită de coeficienţii sistemului.

Sau dacă se defineşte $\boldsymbol{E}_1$, vectorul tensiune-curent de la intrarea cuadripolului, de componente U_i, I_1 şi cu $\boldsymbol{E}_2$ vectorul tensiune — curent de la ieşirea lui, de componente U_2, I_2, atunci sistemul (1) se poate scrie sub forma unei ecuaţii matriciale.

$$||\boldsymbol{E}_1|| = ||\gamma|| \cdot ||\boldsymbol{E}_2|| \qquad (2)$$

în care s-a notat cu :

$$||\gamma|| = \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} \qquad (3)$$

şi poartă denumirea de *matricea caracteristică* a cuadripolului.

În automatică se folosesc mai frecvent trei feluri de transferuri, tensiune-tensiune, curent-curent şi tesiune-curent sau invers. Mai rar se foloseşte şi transferul de putere.

Se arată în continuare, cum se poate deduce, pe baza sistemului (1) şi a matricei (3), funcţia de transfer în aceste trei cazuri.

* Ing. *A. Iacov* este lector la I.C.P.P.D. — Bucureşti

1) Funcţia de transfer se obţine din prima ecuaţie a sistemului (1), în care se înlocuieşte I_2 cu valoarea $Y_s U_2$. În felul acesta ecuaţia (1) devine $U_1 = A_{11} U_2 + Y_s A_{12} U_2$, de unde :

$$Y(s) = \frac{1}{A_{11} + Y_s A_{12}} . \tag{4}$$

2) Funcţia de transfer a curentului se obţine folosind ecuaţia *b* din sistemul (1) în care înlocuindu-se $U_2 = Z_s I_2$, devine $I_1 = A_{21} Z_s I_2 + A_{22} I_2$, de unde :

$$Y_I(s) = \frac{1}{Z_I A_{21} + A_{22}} . \tag{5}$$

3) Pentru a se obţine funcţia de transfer tensiune-curent, se foloseşte ecuaţia (1a) în care se înlocuieşte $U_2 = Z_s I_2$. Astfel $U_1 = (A_{11} Z_s + A_{12}) I_s$, de unde :

$$Y_{i.u}(s) = \frac{1}{A_{11} Z_s + A_{12}} \tag{6}$$

Se constată deci, că funcţiile de transfer nu cer *determinarea întregii matrici* γ *ci numai a doi dintre termenii ei.* Mai mult chiar, în cazul funcţiei de transfer a tensiunii, care este cea mai întrebuinţată în teoria reglajului automat, calculul se reduce *numai la determinarea lui* A_{11} dacă se include în reţea şi impedanţa sarcinii.

Pentru a ilustra metoda se vor da cîteva exemple.

Exemplul nr. 1. Se consideră schema din figura 1, care este o schemă generalizată a elementelor pasive simple şi nu se ţine seama de impedanţa de ieşire a etajului anterior Z_e şi de impedanţa de intrare a etajului următor. Prin elemente simple am numit circuite ca : integrator real, diferenţiator real şi integro-diferenţiator.

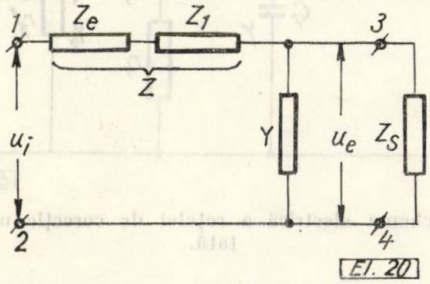


Fig. 1. Schema electrică generalizată a reţelelor pasive simple

Se constată că reţeaua este un cuadripol de tip Γ întors. Matricea sa caracteristică este [1] :

$$\|\gamma\| = \begin{vmatrix} \frac{1 + ZY}{Z} & \frac{Z}{1} \\ \end{vmatrix} .$$

Funcţia de transfer conform relaţiei (4) este :

$$Y(s) = \frac{1}{1 + ZY + Y_s Z} . \tag{7}$$

Dacă se include şi sarcina în reţea, atunci se obţin doi cuadripoli în lanţ, cel de-al doilea fiind format dintr-o impedanţă în derivaţie. În acest caz :

$$\|\gamma = \|\gamma_1 \cdot \|\gamma_2\| = \begin{vmatrix} \frac{1 + ZY}{Y} & \frac{Z}{1} \\ \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \frac{1}{Y_s} & \frac{0}{1} \\ \end{vmatrix} =$$

$$= \begin{vmatrix} \frac{1 + ZY + Y_s Z}{Y + Y_s} & \frac{Z}{1} \\ \end{vmatrix} , \tag{8}$$

iar $Y(s)$ este inversul lui A_{11} şi acelaşi ca cel din expresia (7).

Considerăm reţeaua din figura 2, care este de tip integro-diferenţiator. Înlocuind în (7) :

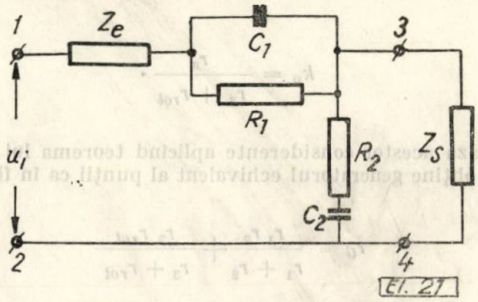


Fig. 2. Element integro-diferenţial pasiv

$Z = R_e + C_1 || R_1$; $Y = 1/R_2$ serie cu C_1 şi $Z_s = R_s$ se obţine :

$$Y_s = \frac{k(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \tag{9}$$

unde :

$$k = \frac{R}{R + R_1 + R_s} , \quad T_1 = R_1 C_1 \quad T_2 = R_2 C_2$$

$$a_1 = \frac{(R_e + R_s)(R_1 C_1 + R_2 C_2) + (R_e R_s + R_s R_1 + R_1 R_2) C_2}{R_s + R_1 + R_e}$$

$$a_2 = \frac{R_1 C_1 R_2 C_2 (R_e + R_s) + R_e R_s R_1 C_1 C_2}{R_e + R_1 + R_s} .$$

Funcţia de transfer obţinută diferă de cea clasică după cum se poate constata cu uşurinţă comparînd-o cu cea dată în mod obişnuit în cărţile de specialitate.

Exemplul nr. 2. Fie corecţia paralelă cu punte tahometrică folosită într-un sistem de urmărire de curent continuu a cărei schemă este dată în figura 3. Înfăşurarea de comandă a motorului de curent continuu se găseşte în braţul BC al punţii, unde se manifestă ca o tensiune contraelectromotoare în serie cu rezistenţa r_{rot}.

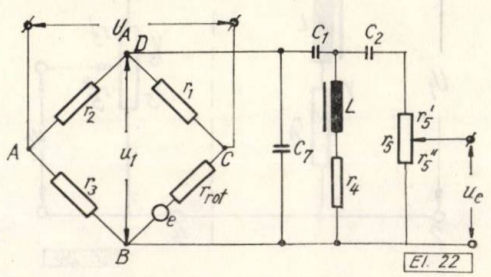


Fig. 3. Schema electrică a reacţiei cu punte tahometrică

Neglijîndu-se curentul care trece prin braţul BD se poate scrie uşor mărimea tensiunii de ieşire U_1 :

$$U_{u_1} = U_D - U_B = \left(\frac{r}{r_1 + r_2} - \frac{{}_3 r}{r_3 + r_{rot}} \right) U_A + \frac{r_3}{r_3 + r_{rot}} e \cdot \tag{10}$$

Rezistenţele r_1, r_2, r_3 se aleg constructiv în aşa fel încît paranteza să fie nulă şi ca atare :

$$U_1 = k_p\, U_e \tag{11}$$

unde :

$$k_p = \frac{r_3}{r_3 + r_{rot}}.$$

Pe baza acestor considerente aplicînd teorema lui Thévenin, se obţine generatorul echivalent al punţii ca în figura 4, unde :

$$r_G = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} + \frac{r_3 r_{rot}}{r_3 + r_{rot}}$$

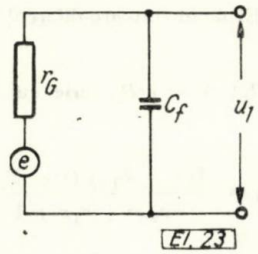


Fig. 4. Generatorul echivalent al punţii

este rezistenţa internă a generatorului, iar C_f capacitatea de filtraj. Funcţia de transfer a generatorului, considerînd ca mărime de intrare tensiunea contraelectromotoare e, iar ca mărime de ieşire tensiunea U_1, este :

$$Y_G\,(s) = \frac{1}{T_f\, s + 1}, \qquad T_f = r_G\, C_f \tag{12}$$

Obişnuit se ia ca funcţie de transfer a ansamblului punte-reţea pasivă, produsul funcţiilor lor de transfer parţiale :

$$Y_k\,(s) = Y_G\,(s)\ .\ Y_r\,(s). \tag{13}$$

Funcţia de transfer a reţelei $Y_r(s)$ se poate deduce uşor prin metoda indicată anterior. Reţeaua este formată dintr-un circuit în T care debitează pe o sarcină r_5, ca în figura 5.

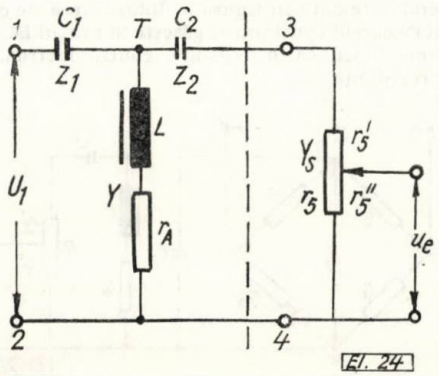


Fig. 5. Schema electrică a reţelei pasive de corecţie

Aplicăm relaţia (4), pentru aceea din [1] luăm matricea caracteristică a cuadripolului în T :

$$\|\gamma\| = \begin{vmatrix} \dfrac{1 + Z_1\, Y}{Y} & \dfrac{Z_1 + T_2 + Z_1 Z_2\, Y}{1 + Z_2\, Y} \end{vmatrix} \tag{14}$$

$$Y\,(s) = \frac{1}{1 + Z_1 Y + Y_s\,(Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2\, Y)},$$

unde înlocuind impedanţa şi admitanţele cu corespondentele din reţeaua dată, se obţine :*

$$Y_r\,(s) =$$

$$= \frac{T_1\, T_2\,(T_2\, s + 1)\, s^2}{T_1\, T_2\, T_3\, s^2 + \left(T_1\, T_- + T_3 \frac{r_4}{r_5}\right) s^2 + \left(T_1\left(1 + \frac{r_4}{r_5}\right) + T_2\right) s + 1},$$

unde :

$$T_1 = r_5 C_2,\ T_2 = r_4\, C_1 \text{ şi } T_3 = L/r_4. \tag{15}$$

Înlocuind (14) şi (12) în (13) se obţine funcţia de transfer a corecţiei :

$$Y_K = \frac{1}{T_{fs} + 1} \cdot Y_r(s)\,. \tag{16}$$

Să considerăm reţeaua de corecţie întreagă, generator-reţea pasivă (figura 6) şi să-i găsim funcţia de transfer cu

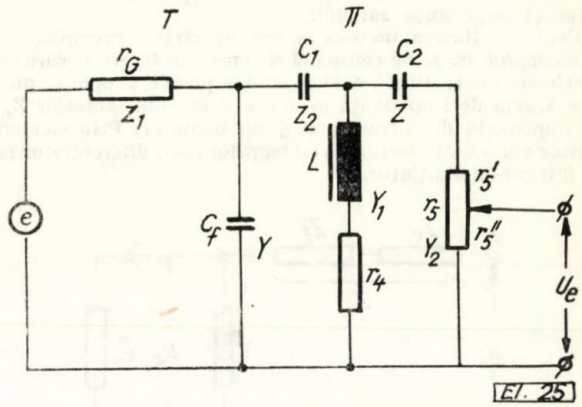


Fig. 6. Schema electrică a reţelei de corecţie nefragmentată.

ajutorul metodei propuse. Pentru aceasta poate fi considerată ca fiind formată dintr-un cuadripol în T legat în lanţ cu unul în π. Matricea sa caracteristică este :

$$\|\gamma\| = \|\gamma_T\| \cdot \|\gamma_\pi\| =$$

$$= \begin{vmatrix} \dfrac{1 + Z_1\, Y}{Y} & \dfrac{Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2\, Y}{1 + Z_2\, Y} \end{vmatrix} \cdot$$

$$\cdot \begin{vmatrix} \dfrac{1 + Z\, Y_2}{Y_2 + Y_2 + Y_1 Z_2 Z} & \dfrac{Z}{1 + Z\, Y_1} \end{vmatrix}, \tag{17}$$

de unde :

$$A_{11} = (1 + Z_1 Y)\ (1 + Z Y_2) + (Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2 Y)$$

$$(Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2 Z),$$

---

* aceeaşi reţea se găseşte şi în [3] la pag. 500, cu alte notaţii.

în care, înlocuind expresiile impedanţelor şi admitanţelor conform figurii, se obţine :

$$Y_K(s) = 1/A_{11}(s) = \frac{T_1 T_2 s^2 (T_3 s + 1)}{(T_f s+1)T_2 s(T_{1s}+1)+(T_4 s+1)\left[\frac{r_4}{r_5} T_1 T_3 s^2 + T_1\left(1+\frac{r_4}{r_5}\right)s+1\right]}, \quad (18)$$

unde :

$$T_4 = r_G C_1 \left(1 + \frac{C_f}{C_1}\right).$$

Se observă că funcţiile de transfer (15) şi (18), deşi deduse pentru aceiaşi reţea de corecţie, se deosebesc între ele. O diferenţă evidentă apare prin aceea că binomul $(T_f + s + 1)$, la prima înmulţeşte tot numitorul, pe cînd la a doua numai o parte din numitor. De asemenea, la funcţia de transfer dedusă riguros (18) mai apare încă o constantă de tip T_4.

În concluzie, metoda propusă este cît se poate de expeditivă, are avantajul că determină uşor forma funcţiei de transfer a unui ansamblu funcţional, fără ipoteze simplificative. De la această formă, prin neglijerile rezistenţei interne a generatorului şi a curentului de sarcină, se ajunge la forma funcţiei de transfer obişnuită (scrisă pentru sisteme cu tuburi electronice).

De asemenea, folosirea teoriei cuadripolilor pentru scrierea funcţiilor de transfer face ca problema sintezei şi analizei reţelei de corecţie să apară ca o aplicaţie a teoriei filtrelor în automatică. Prin aceasta se urmăreşte crearea unei teorii unitare de bazele circuitelor electrice, de la care formîndu-se o parte a radiotehnicii impulsurilor şi automaticii să fie considerate ca aplicaţii ale acestei teorii.

Bibliografie

[1] *Antoniu, S.I.* Introducere în aplicarea calculului matriceal la studiul circuitelor electrice, Bucureşti Editura Academiei RPR 1953.

[2] *Anisonov, V.I.* ş.a. Sbornik primerov i zadaci po lineinoi teorii automaticeskovo regulirovania. Moskva, Leningrad, Gosenergoizdat 1959.

[3] *Belea, C.* Teoria sistemelor automate, Bucureşti Editat de Academia Militară, 1965.

[4] *Besekevski*, ş.a. Teoria reglării automate. Culegere de probleme Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[5] *Bode, H.W.* Network Analysis and Feedback Amplifier Design. D. Van Nastrand Company, Princenton, New York, 1949

[6] *Cartianu, Gh.* Analiza şi sinteza circuitelor electrice, Editura didactică şi pedagogică 1972.

[7] *Cartianu, Gh.* Circuite electrice la limita de stabilitate In : Bul. Ştiinţ. Acad. RPR Secţ. mat. fiz. t. **III**, nr. 2, aprilie—iunie 1951, p. 261.

[8] *Condrea, S.* Contribuţii la analiza şi sinteza reţelelor liniare pasive cu parametri invariabili şi variabili în timp. Rezumatul tezei de doctorat Bucureşti, Institutul Politehnic, 1968.

[9] *Călin, S.* Regulatoare automate, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[10] *Preda, M.* şi *Cristea, P.* Analiza şi sinteza circuitelor electrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1968.

[11] *Truxal, J.C.* Automatic feedback control system synthesis. New York, Mc-Graw Hill, 1955.

Intrat în redacţie la 15.XI.1971

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Combaterea zgomotului transformatoarelor şi întreruptoarelor electrice

ALEXANDRU DARABONT şi DAN VĂITEANU* — Bucureşti

CZ 621.314.2 + 621.316.57:534.56

1. Introducere

Combaterea zgomotului şi vibraţiilor în industrie a devenit în ultimele două decenii o problemă deosebit de acută, pe de o parte datorită înmulţirii considerabile şi creşterii puterii surselor de zgomot şi vibraţii, iar pe de altă parte datorită cercetărilor medicale efectuate, care au evidenţiat caracterul nociv al zgomotului şi vibraţiilor asupra organismului uman şi efectele negative ce se răsfrîng asupra productivităţii muncii.

Spre deosebire de acţiunea nocivă a zgomotului asupra omului care se găseşte în plin proces de producţie, zgomotul în perioadele de odihnă are o acţiune mult mai jenantă şi cu urmări mai grave, chiar dacă nivelul zgomotului este mai redus. Dacă nu s-au luat măsuri speciale de atenuare a zgomotului la transformatoarele instalate în cartierele de locuit sau în apropierea lor, acestea contribuie în mare măsură la mărirea zgomotului de fond în timpul nopţii. În această situaţie este necesar să se limiteze zgomotul produs de transformatoare la anumite valori, care depind de o serie de factori ca zona unde este amplasat transformatorul, tipul constructiv al staţiei de transformare şi distanţa la imobilele cele mai apropiate.

Evident, proiectarea şi realizarea unor transformatoare cu nivel de zgomot redus implică cheltuieli suplimentare, dar nu poate fi neglijată necesitatea legitimă a cetăţenilor de a avea un anumit confort acustic în propria lor locuinţă.

O altă sursă de zgomot în staţiile de distribuţie de înaltă tensiune sînt întreruptoarele cu jet liber.

Caracteristica zgomotelor produse de aceste instalaţii constă în aceea că au o durată foarte scurtă, acţionînd doar în momentul conectării sau deconectării întreruptorului. În perioadele în care întreruptorul este conectat sau deconectat zgomotul este absent. Zgomotul generat de aceste instalaţii este nociv tocmai datorită caracterului de impuls al acestuia, urechea fiind mai mult afectată de zgomotele impulsive decît de cele cu caracter continuu. Tot datorită caracterului său impulsiv, zgomotul generat de întreruptoare este mai greu de apreciat şi de măsurat, decît un zgomot cu caracter continuu.

* Dr. ing. *Alex. Darabont* este şeful Laboratorului pentru combaterea zgomotului la Institutul de cercetări ştiinţifice pentru protecţia muncii, iar ing. *D. Văiteanu* lucrează la M.I.C.M.G.

2. Sursele de zgomot existente

Zgomotul care ia naștere în miezul transformatoarelor este generat de două cauze principale : magneto-stricțiunea și efectul cîmpului transversal.

Efectul de magnetostricțiune este legat de modificarea fluxului în tolele miezului, ceea ce produce variația lungimii tolelor miezului simultan cu modificarea polarității. Acest efect depinde de permeanța tolelor, de rectiliniaritatea lor și de alte caracteristici. Teoretic este posibil să se utilizeze tole dintr-un aliaj special cu un efect de magnetostricțiune minim, totuși folosirea lor este uneori limitată datorită caracteristicilor mecanice și magnetice necorespunzătoare.

Efectul cîmpului transversal se manifestă prin modificarea cîmpului magnetic în straturile miezului și în îmbinări generînd vibrații datorită apropierii sau respingerii alternative a acestora, cu o frecvență egală cu dublul frecvenței curentului de alimentare. Amplitudinea vibrațiilor depinde de neuniformitatea tolelor, de construcția îmbinărilor, de calitatea asamblării ș.a.

În afara acestor cauze, nu pot fi neglijate influențele pe care le pot avea suporții și sistemul de așezare în cuvă a părții decuvabile, volumul cuvei, modul de mortare al transformatorului și încăperea în care va funcționa.

Alte surse cu caracter nepermanent sînt ventilatoarele și pompele de ulei utilizate pentru forțarea răcirii și comutatoarele de reglaj în funcțiune.

În cazul întreruptoarelor cu jet liber sursa principală de zgomot o constituie suflarea intervalului disruptiv cu ajutorul unui jet de aer comprimat. Reprezentarea schematică a surselor de zgomot este redată în figura 1, conform cercetărilor efectuate în cadrul firmei AEG [3].

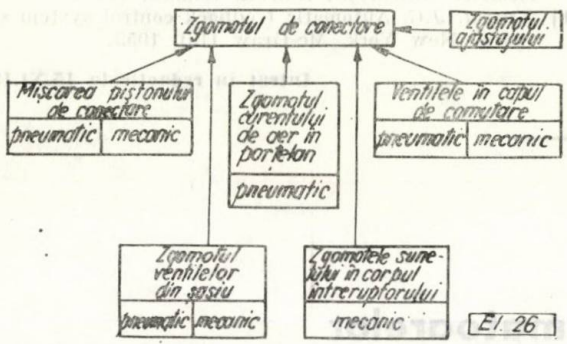


Fig. 1. Reprezentarea schematică a surselor de zgomot la întreruptoarele cu jet

3. Metode de combatere a zgomotului

În cazul instalării unui transformator într-un centru locuit sau într-o zonă industrială, va trebui să se cerceteze care este nivelul de zgomot admis pentru fiecare loc în parte și să se ia măsurile corespunzătoare pentru menținerea acestuia în limitele prevăzute de normele în vigoare.

În unele cazuri, pentru a avea un nivel de zgomot corespunzător într-o anumită zonă, este suficient să se instaleze sursa de zgomot, respectiv transformatorul la o anumită distanță. Astfel de exemplu, pentru ca într-o cameră cu fereastră deschisă, nivelul de zgomot să nu depășească 25 dB (A), este necesar ca un transformator de 500 kVA să fie instalat la o distanță mai mare de 12 m, iar un transformator de 60 MVA, la o distanță minimă de 200 m. Dar nu întotdeauna este posibilă instalarea transformatoarelor la distanțe corespunzătoare, de aceea se impune aplicarea unor metode adecvate pentru reducerea nivelului de zgomot. Reducerea zgomotului transformatoarelor se poate face fie acționînd direct la sursă, fie împiedecînd propagarea undelor acustice în mediul înconjurător.

Zgomotul produs prin magnetostricțiune se poate combate sigur pe o singură cale și anume prin reducerea inducției în coloane și juguri, dar această soluție s-a dovedit foarte costisitoare. Astfel, în literatura de specialitate se arată că pentru a reduce la un transformator cu tablă laminată la cald, nivelul de zgomot cu 10 dB, este necesar să se reducă inducția de la 13,5 la 0,95 T, ceea ce echivalează cu o creștere medie a costului transformatorului cu 20%. Prin reducerea inducției nu se poate obține o diminuare însemnată a nivelului de zgomot deoarece după aplicarea acestei măsuri rezultă o mărire a secțiunii coloanei, respectiv a suprafeței de radiație a zgomotului.

Combaterea zgomotului de natură magnetică, care apare la joanturi, se poate realiza prin utilizarea tablelor omogene cu aceleași proprietăți magnetice și mecanice. Astfel tabla trebuie să fie lipsită de ondulație sau alte deformații și să aibă o grosime uniformă pe toată suprafața sa. Trebuie să se acorde de asemenea o atenție corespunzătoare asamblării și strîngerii tablelor, deoarece o strîngere peste limitele prescrise face posibilă apariția rezonanței pieselor la frecvențe mai ridicate, care după cum se știe sînt mai dăunătoare.

O altă soluție de combatere a zgomotului constă în așezarea părții decuvabile pe garnituri elastice, care să nu permită transmiterea vibrațiilor de la miez la cuvă. Această soluție aplicată la transformatoare de 60 și 400 kVA a permis reducerea nivelului de zgomot cu 4—5 dB. Dacă se folosesc și ecrane fonoizolante montate în interiorul cuvei, nivelul de zgomot poate să scadă cu 24—35 dB, fără a se înrăutăți în mod practic răcirea transformatorului.

Pentru a se împiedica propagarea vibrațiilor de la transformator la pardoseala încăperii, este necesar a se monta transformatorul pe elemente vibroizolante. În acest scop se pot utiliza amortizoarele de vibrații tip V 120 sau V 125 (Vibrachoc-Franța) (fig. 2) care au ca element elastic o țesătură specială de sîrmă.

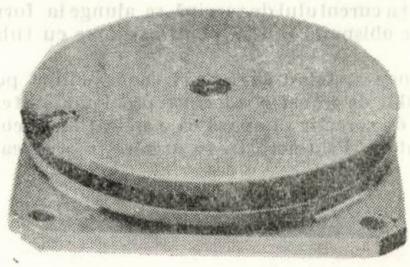


Fig. 2. Amortizor de vibrații extra-plat V 120 (Vibrachoc-Franța).

Frecvența de rezonanță a acestor amortizoare este de 15—20 Hz, suportă o încărcare statică de pînă la 7000 daN și un efort dinamic de compresiune de maximum 22.500 daN.

Pentru a se împiedica propagarea undelor acustice de la transformator în mediul înconjurător se prevede carcasarea fonoizolantă și fonoabsorbantă a cuvei transformatorului. Ca rezultat se obține în fapt o cuvă cu pereți dubli, între care este introdus materialul fonoizolant. Carcasa fonoizolantă va avea numai legături elastice cu cuva transformatorului pentru a se preîntîmpina transmiterea directă a vibrațiilor. Accesoriile cum sînt comutatorul de reglaj al tensiunii, cîrligele de ridicat rămîn pe cuva transformatorului, iar bornele și indicatorul nivelului de ulei se instalează în afara carcasei fonoizolante. Prin acest procedeu, la un transformator de 70 MVA s-a redus nivelul de zgomot pînă la 50 dB.

Răcirea forțată a transformatoarelor este asigurată prin circulația uleiului și suflarea cu aer a bateriilor.

Dacă zgomotul produs de pompe este neglijabil în comparație cu zgomotul magnetic al transformatorului, zgomotul generat de ventilatoare nu se poate neglija. O soluție care se poate aplica în acest scop, constă în montarea unor atenuatoare de zgomot la gurile de aspirație (fig. 3) și de refulare (fig. 4) a aerului de răcire.

În vederea împiedicării propagării undelor acustice în mediul înconjurător, în cazul transformatoarelor montate în spații libere mari, se pot utiliza ecrane fonoizolante și fonoabsorbante în formă de L sau U sau ecrane spațiale (cu patru pereți). Alegerea numărului, a formei și a dimensiunilor ecranelor, este dictată de condițiile concrete de la locul de montaj și de atenuările necesar a fi realizate. Astfel un ecran în formă de L asigură o

„umbră" acustică sub un unghi de 120°, iar cel în formă de U un unghi de 180°. Ecranele spațiale, cu patru pereți, împiedică propagarea zgomotului în toate direcțiile pe orizontală.

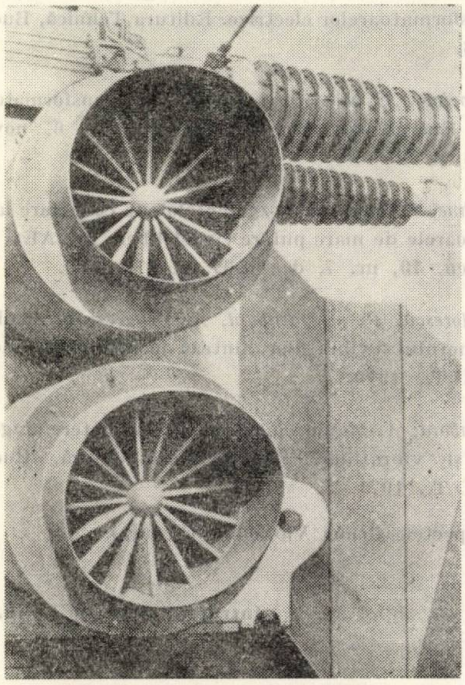


Fig. 3. Atenuatoare de zgomot montate la gurile de aspirație a ventilatoarelor de răcire.

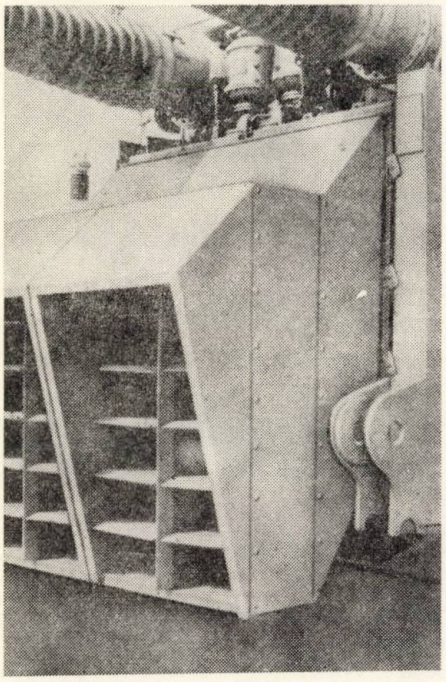


Fig. 4. Atenuatoare de zgomot montate la refularea aerului de răcire.

Mijlocul cel mai eficace pentru atenuarea zgomotului produs de transformatoare îl constituie camerele complet izolate fonic cu pereți masivi, cu uși și ferestre de construcție specială având o mare capacitate de izolare fonică. Cu asemenea camere se pot realiza atenuări de 30—40 dB, dar au preț de cost ridicat.

În cazul întreruptoarelor cu jet liber, s-a arătat că principala sursă de zgomot este operația de suflare a intervalului disruptiv cu ajutorul unui jet de aer comprimat din ajutaj. Pentru a combate acest zgomot s-a determinat pe cale experimentală secțiunea optimă de admisie a fantei *d* (fig. 5) unde *1* este ajutajul

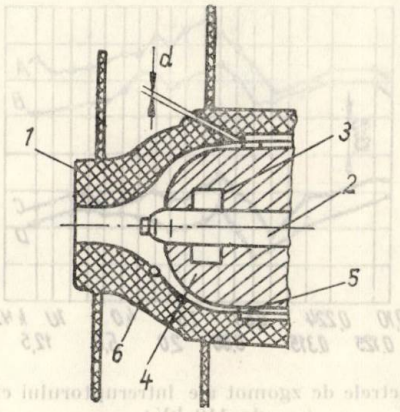


Fig. 5. Schema principială a unui ajutaj izolat la întreruptorul cu jet liber pentru cercetarea influenței lui d: *1* — izolant; *2* — tija de conectare; *3* — contacte inelare; *4* — calotă; *5* — secțiunea de admisie cu diametrul optim *d*; *6* — punctul de măsurare a presiunii.

În afară de reducerea zgomotului din ajutaj, s-a căutat să se reducă și celelalte zgomote mecanice și electrice.

Zgomotele de frînare mecanică ale tijei de conectare au fost reduse prin aceea că tija nu mai lovește masa solidă ci are loc o frînare elastică cu ajutorul unei perne de aer reglabilă, (ce se montează între tijă și masă).

Pentru a reduce numărul orificiilor de evacuare pentru diferitele ventile și acționări ale capului de conectare, care s-ar comporta toate în mod similar cu sursele de zgomot din ajutaj, în mijlocul capului de conectare a fost prevăzută o cameră de evacuare centrală (fig. 6), în care ajung toate canalele de evacuare ale capului de conectare.

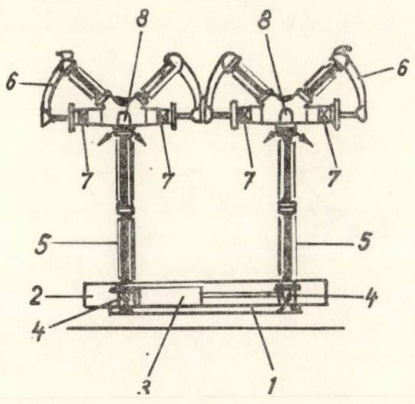


Fig. 6. Schema principială a unui întreruptor insonorizat de mare putere cu jet liber pentru 220 kV:

1 — șasiul; *2* — rezervorul de aer; *3* — blocul de comandă; *4* — transmisia; *5* — izolatori suport-tubulari; *6* — cap de comutare dublă; *7* — ventil principal și sertar silențios pentru suflare slabă; *8* — cameră de evacuare cu atenuator

Această cameră de evacuare acționează ca un rezervor intermediar de aer în care se obține un nivel de zgomot mai redus ca urmare a secțiunii mărite și a vitezei de curgere reduse. În

plus, la capătul camerei s-a montat și un atenuator de zgomot, astfel că zgomotul de evacuare al capului de conectare a putut fi sensibil redus.

Ca urmare a măsurilor complexe de atenuare a zgomotului s-a obținut o atenuare substanțială a zgomotului atît la nivelul global cît și pe componente (fig. 7).

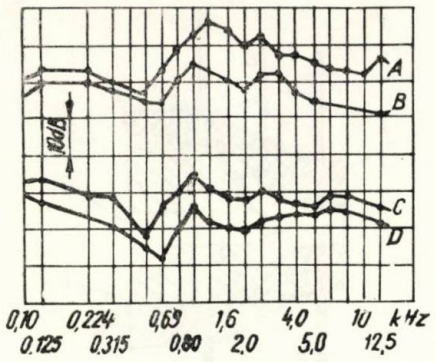


Fig. 7. Spectrele de zgomot ale întreruptorului cu jet liber de 110 kV;

A – deconectarea unui întreruptor multiplu cu jet liber; *B* – comutarea de deranjament a întreruptorului de mare putere cu jet liber cu suflare completă; *C* – deconectarea de exploatare a întreruptorului de mare putere cu jet liber cu suflare slabă; *D* – conectarea întreruptorului de mare putere cu jet liber. Măsurile s-au efectuat în cîmp acustic liber, la distanța de 30 m în direcția axului tijei de conectare.

Bibliografie

[1] *Lăzăroiu, F.D.* și *Bichir, N.* Zgomotul mașinilor și transformatoarelor electrice. Editura Tehnică, București, 1968.

[2] *Grigoriev J.E.* Micșorarea zgomotului transformatoarelor. În: Energohoziaistvo za rubejom, nr. 6, nov—dec, 1966, p. 26—30.

[3] *Kaehne, P.* Reducerea zgomotelor de conectare la întreruptoarele de mare putere cu jet liber. In: AEG Mitteilungen, **40**, nr. 7, dec 1967, p. 373—380.

[4] *Teodorescu, P.* și *Darabont, A.* Progrese în combaterea zgomotului și vibrațiilor. Sinteză documentară. București, I.C.D.T., 1970.

[5] *Darabont, A.* Metode moderne de combatere a zgomotului și vibrațiilor. Sinteză documentară, București, I.C.D.T., 1971.

[6] Prospectele firmei Vibrachoc (Franța).

Intrat în redacție la 10.V.1973

REALIZĂRI DIN INDUSTRIE

Cabina ascensor pentru 6 persoane cu uşi automate, executată din profile de aluminiu anodizat

Produsul a fost asimilat în producţie în cursul anului 1973 de către Întreprinderea de fabricate şi montaj ascensoare — Bucureşti.

Cabina cu profile din aluminiu anodizat, cu uşi automate, are pereţii prevăzuţi din module de aluminiu, iar podeaua mobilă prevăzută cu limitarea de sarcini. Modulele de aluminiu sînt astfel concepute, încît să se poată realiza cu minimum de tipodimensiuni de profile întreaga gamă de cabine de persoane. Plafonul cabinei este prevăzut pe întreaga suprafaţă de plafonerie din materiale termoplastice, permiţînd o iluminare artificială mult îmbunătăţită.

Cabina este prevăzută cu un sistem de ventilaţie naturală mult îmbunătăţită, iar în cazul cabinelor cu suprafaţa utilă mai mare de 1,5 m² se prevede şi cu ventilaţie artificială.

Pînă în prezent, la noi în ţară nu s-au mai produs cabine cu pereţii din profile de aluminiu anodizat, cele care se fabrică în mod curent fiind din tablă, placate cu HDS şi prevăzute cu profile decorative la îmbinări.

Cabina cu pereţii din profile de aluminiu are o greutate cu 70 kg mai puţin decît aceea care se execută din oţel placat cu HDS şi este calitativ, mult superioară celei actuale. De asemenea, în fabricaţie domină o serie de repere şi permite o asamblare mult mai uşoară, avînd o manoperă cu cel puţin 15% mai redusă decît cabina din oţel placat.

Materialele din care se execută aceste cabine sînt profile de Al Si Mg anodizat care se produce la UPA Slatina şi nu sînt necesare materiale din import.

Se menţionează că produsul este conceput de IFMA—Bucureşti, fără licenţă, şi atît din punct de vedere constructiv cît şi estetic el se compară cu cel fabricat de firme europene cu veche tradiţie în fabricaţia de ascensoare.

I.F.

Instalaţia de comandă a extruderelor pentru protecţia seturilor de antiparazitarea autovehiculelor „Dacia 1300".

Noua instalaţie de comandă a extruderelor pentru protecţia seturilor de antiparazitarea autovehiculelor „Dacia 1300" proiectată de ICPE şi realizată în colaborare cu Intreprinderea de Ferite Urziceni permite comanda concomitentă a dispozitivelor de derulare, tracţiune şi înrolare a cablurilor. Instalaţia are la bază un sistem de acţionare Ward-Leornard. Cu ea s-a asigurat mecanizarea operaţiei de izolarea seturilor şi de înrolare pe tamburi de dimensiuni fixe. Viteza de aplicare a învelişului protector a seturilor, cu ajutorul acestei instalaţii de comandă este de circa 10—15 km/8 ore, iar tracţiunea seturilor prin extruder se face uniform eliminîndu-se astfel complet ruperea seturilor în timpul extruderii mantalei de protecţie. Prin aceasta se obţine şi o fiabilitate mai bună a seturilor la duble îndoiri şi la frecvenţe înalte.

C.C.

TEZE DE DOCTORAT

CONSTANTIN CRUCERU:

Contribuţii la studiul regimului de funcţionare a cablurilor electrice pentru game de tensiuni de 1—20 kV şi dimensionarea lor

Conducător ştiinţific — Prof. dr. ing. E. Potolea

Teza tratează şi prezintă contribuţiile personale ale autorului, vizînd: procedeele tehnologice noi de realizare a manşoanelor şi capetelor terminale, obţinute din răşini sintetice epoxidice, destinate cablurilor electrice; condiţiile în care se produce coroziunea chimică şi electrochimică a cablurilor de energie, care funcţionează în medii puternic corozive, precum şi metodele de protecţie anticorozivă a acestora; studiul regimului termic al reţelelor electrice de cabluri de 1—20 kV, metodele de calcul elaborate în acest sens, precum şi stabilirea ecuaţiilor matriceale ale regimului termic.

Enumerarea acestor domenii, scoate în evidenţă complexitatea lor, autorul, urmărind cu aceeaşi atenţie atît problemele teoretice ale tezei cît şi concluziile practice, datele tehnologice, ce rezultă din aceasta, condiţiile fizico-electrice, care trebuie avute în vedere la realizarea accesoriilor de joncţiune şi fundamentarea ştiinţifică a soluţiilor alese, pe baza unui amplu volum de lucrări experimentale.

Procedeele tehnologice noi de realizare a manşoanelor de joncţiune şi capetelor terminale obţinute din răşini epoxidice sînt tratate corelat cu tipurile de cabluri de energie care se realizează actualmente în ţară.

Lucrarea prezintă un interes viu pentru industria electrotehnică şi pentru sectorul de exploatare a reţelelor electrice de cabluri.

Dr. ing. *Florin Tănăsescu*

MARCOVICI JAK:

Contribuții la calculul regimurilor permanent periodice în circuitele electrice

Conducător științific — Prof. dr. ing. Marius Preda

Lucrarea abordează o problemă foarte importantă din teoria circuitelor electrice și anume : calculul regimurilor periodice, care ocupă un loc însemnat și în cadrul general al electrotehnicii, avînd în vedere multiplele aplicații practice în care regimul periodic reprezintă principalul regim de funcționare. Teza urmărește îmbogățirea metodelor de calcul al regimurilor permanent periodice în circuitele electrice, pentru obținerea formei compacte a mărimilor de ieșire, utilizînd cu precădere metoda variabilelor de stare ; se acordă o atenție deosebită circuitelor cu comutație periodică și se urmărește finalizarea practică a contribuțiilor teoretice prezentate. Dintre contribuțiile originale ale tezei de doctorat sînt de subliniat următoarele : exprimarea soluției ecuațiilor de stare fără a utiliza integrale de convoluție ; noi metode de calcul al regimurilor periodice, care le completează avantajos pe cele existente în literatură ; metodele de calcul ale circuitelor cu comutație periodică ; stabilirea funcției matriceale periodice Green ; metoda compactă pentru calculul aproximativ al circuitelor liniare aflate în regim periodic nesinusoidal ; analiza circuitelor cu parametri nelocalizați în regim permanent periodic, pe baza teoriei parametrilor tranzitorii ; punerea în evidență a fenomenului de „cvasirezonanță" în circuitele cu comutație periodică și stabilirea unei scheme originale de convertizor multiplicator de tensiune continuă, care utilizează fenomenul amintit.

Teza de doctorat este o lucrare valoroasă, ale cărei contribuții personale, reușesc să aducă completări substanțiale într-o problemă importantă din teoria circuitelor electrice, prin elaborarea unor noi și utile metode de calcul, analizînd sistematic clasa circuitelor cu comutație periodică ; rezultatele lucrării relevă posibilitatea dezvoltării acestor cercetări atît din punct de vedere teoretic cît și practic. Susținerea publică a tezei a avut loc în luna februarie 1973, în cadrul Facultății de Automatică a Institutului Politehnic București.

Dr. ing. *F. Spinei*

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

ETAVA 73 — amplă manifestare economică internațională — la București

A devenit o tradiție și pentru capitala țării noastre ca în fiecare toamnă, în complexul din Piața Scînteii, să găzduiască tot mai multe manifestări expoziționale internaționale.

Astfel, la 14 octombrie 1973, și-a deschis porțile ETAVA'73 — expoziție internațională de echipament, utilaje și materiale pentru agricultură, industria alimentară și industria de ambalaje, accesorii pentru turism, vînătoare și pescuit.

Alegerea tematicii expoziției a fost determinată, în principal, de interesul acordat de statul român dezvoltării acestor ramuri, de perspectiva deosebit de favorabilă a creșterii producției de utilaje, echipamente și materiale din sectoarele economice amintite. Ea este o consecință a contribuției pe care aceste sectoare o pot aduce la dezvoltarea exportului și importului românesc.

Pe această tematică, manifestarea a înmănunchiat produse din Cehoslovacia, Republica Federală Germania, Israel, Italia, Iugoslavia și Uniunea Sovietică, (țări cu participări oficiale) precum și ale celor 28 de firme independente din Anglia, Austria, Belgia, Danemarca, Franța, Suedia, Ungaria, Republica Democrată Germană etc.

Ca țară gazdă, România a fost prezentă la ETAVA'73 cu produsele expuse de centralele industriale și firmele de comerț exterior din cadrul ministerelor industriei construcțiilor de mașini grele, industriei chimice, ușoare, alimentare, agriculturii, economiei forestiere, materialelor de construcții etc.

Prezența României la ETAVA'73 a ilustrat în mod convingător, dinamismul economiei noastre, succesele obținute în domeniile care fac obiectul acestei manifestări, realizării la nivelul tehnicii mondiale.

Printre principalele grupe de produse, la expozițiile cuprinse în ETAVA'73, au figurat instalații, mașini, utilaje și accesorii pentru industria alimentară, mașini și materiale pentru ambalaje și transportul produselor agroalimentare, ustensile și aparate pentru laboratoare de cercetări din aceste domenii, elemente funcționale și de agrement, articole sportive, pentru vînătoare și pescuit.

Organizatorii expoziției și-au propus să reunească în spațiul expozițional produse variate și de un înalt nivel tehnic în măsură să stimuleze interesul comercial al partenerilor și să contribuie la amplificarea cooperării economice și tehnico-științifice reciproce.

Și, pe bună dreptate, se poate afirma, în baza rezultatelor ce s-au înregistrat în timpul expoziției, a contractelor încheiate, a bilanțului făcut după închidere, că această manifestare expozițională și-a atins scopul.

M.C.

Reuniunea comisiei electronice internaționale de la Helsinki (Finlanda) — grupa cabluri de telecomunicații și ghiduri de undă

În prima jumătate a anului 1973, a avut loc la Helsinki, Reuniunea Comisiei Electrotehnice Internaționale — Grupa Cabluri de telecomunicații și ghiduri de undă — CEI 46 A, B — la care a participat și o delegație din România. La ședința grupei de lucru au luat parte 27 delegații din 14 țări.

După analiza documentului CEI 46 (Secretariat) 28 — Metode de încercare a izolației și protecției din polietilenă destinată cablurilor de telecomunicații interurbane și magistrale — au fost adoptate, în unanimitate, procedee unice de control electric și mecanic a polietilenei de joasă presiune pentru cabluri de telecomunicații.

Apoi a fost examinat documentul CEI 46 (Secretariat) 30 referitor la vocabularul ghidurilor de undă, care a precizat noțiunile definitorii ale ghidurilor de undă. La elaborarea vocabularului ghidurilor de undă au contribuit mai multe țări : Finlanda, Elveția, Anglia, România, Belgia și Olanda. Contribuția țării noastre la definitivarea vocabularului a fost importantă și a constat din unele propuneri concrete pe care le-a făcut cu privire la ghidurile de undă rectangulare.

Lucrările grupei Cabluri de telecomunicații au continuat cu examinarea unui document al Secretariatului CEI 46 D (Secretariat) 20, care se referă la conectoarele pentru cabluri

de radiofrecvență cuprinse în Publicația CEI 169—1. Pentru ca revizuirea publicației să fie cît mai completă s-a propus și s-a adoptat o nouă clasificare a conectoarelor, în funcție de coeficientul de reflexie și de impedanța lor caracteristică. S-a stabilit că impedanța caracteristică a conectoarelor cablurilor coaxiale să fie de 50 ohm, iar diametrul lor interior de 3,5 mm.

S-au analizat în continuare, unele tipuri de cabluri de radiofrecvență cu impedanța caracteristică de 75 ohm, cu diametrul exterior de 17,3 mm, care au fost propuse spre normalizare, de către comitetele naționale CEI din SUA, Finlanda, și Elveția. De asemenea, au avut loc discuții referitoare la construcția și caracteristicile tehnice ale cablurilor coaxiale magistrale destinate a funcționa la frecvențe de cel mult 200 MHz. S-au adus corective constructive și dimensionale acestor cabluri, în vederea măririi eficienței lor tehnico-economice în exploatare. Cu ocazia stabilirii construcției acestor cabluri coaxiale s-au făcut propuneri referitoare la metodele lor de încercare, precizîndu-se condițiile tehnice de încercare și verificarea unor parametri ca : tg δ ; capacitatea de lucru și permitivitatea.

O atenție deosebită a fost acordată la reuniunea CEI de la Helsinki ghidurilor de undă și dispozitivelor lor accesorii. Un subcomitet de lucru, compus din 18 delegați printre care și țara noastră, a făcut propuneri concrete în acest sens și a prezentat două documente CEI foarte importante : Documentul 46 B (Bureau Central) 52 și Documentul 46 B (Bureau Central) 57. Cele două documente au conținut referințe atît asupra ghidurilor de undă propriu-zise, cît și asupra flanșelor de asamblare a ghidurilor de undă respective. Modificările propuse celor două documente au vizat : definiția și clasificarea ghidurilor de undă, flanșele ghidurilor de undă rectangulare și pătrate, determinarea impedanței caracteristice a sistemului ghid de undă — flanșă — ghid de de undă. S-a hotărît să fie adoptate unele propuneri făcute în acest sens, de către comitetele naționale CEI din Japonia, Polonia, R.F. Germania și România.

O importantă deosebită s-a acordat adoptării unor construcții tipizate de cabluri de telecomunicații urbane și interurbane. S-a hotărît să se elaboreze recomandări CEI cu privire la construcția cablurilor de telecomunicații urbane și interurbane. În domeniul cablurilor de telecomunicații urbane s-a recomandat ca : conductorii cablurilor să se execute din cupru sau aluminiu, iar diametrul lor să se situeze în intervalul de 0,4...0,6 mm ; pentru anumite construcții speciale de cabluri, diametrul conductoarelor poate de asemenea să fie de 0,6÷0,8 mm sau 0,9 mm ; izolarea cablurilor să se facă cu policlorură de vinil sau polietilenă, hîrtia fiind integral sau aproape integral înlocuită ; s-a propus să se treacă la normalizarea cablurilor urbane cu peste 3000 circuite ; pentru conectarea cablurilor să se utilizeze două tipuri de manșoane, din care un tip din rășini epoxidice de turnare, iar un al doilea tip din înfășurare cu benzi din țesătură de sticlă impregnate cu rășini poliesterice ; montajul cablurilor să se facă aparent, în canale betonate sau direct în subteran (cele mai multe cabluri de telecomunicații urbane se montează în SUA și RFG direct în subteran, eliminîndu-se astfel cheltuielile mari de montaj care sînt ocazionate de pozarea în canale betonate) ; în cazuri speciale cablurile pot fi montate și în țevi de oțel ; protecția cablurilor să se facă din policlorură de vinil sau din polietilenă reticulată ; plumbul, ca mijloc de protecție, să fie utilizat într-o măsură cît mai mică ; să se utilizeze de asemenea ca mijloc de protecție mecanică și mantaua de aluminiu simplă sau protejată suplimentar din punct de vedere chimic, cu o cămașă de policlorură de vinil.

În domeniul cablurilor de telecomunicații interurbane s-a recomandat : extinderea utilizării cablurilor coaxiale în locul celor simetrice în cuartă stea sau în cuartă DM ; folosirea perechilor coaxiale de 2,6/9,5 cu diametrul firului de cupru de 1,3 mm și a perechilor coaxiale de 1,2/4,4 mm ; utilizarea pe scară largă a polietilenei în locul hîrtiei, permițînd indici de transmisie mai buni ; folosirea cablurilor de telecomunicații interurbane combinate din circuite simetrice și coaxiale cu izolație din polietilenă ; protejarea cablurilor cu aluminiu ondulat aplicat prin extruzie la prese speciale destinate acestui scop, permițînd astfel montajul lor în condiții deosebite, cu raze de curbură foarte mici ; micșorarea atenuării semnalelor transmise de la 13,3 dB la 3,6 dB prin cabluri pentru frecvențe de 200 MHz, mărindu-se astfel eficiența de transmisie a semnalelor și randamentul lor ; plumbul, ca mijloc de protecție, să fie menținut numai în cazuri deosebite și caracterizate prin existența în mediul ambiant a unor agenți chimici foarte agresivi, și să fie folosit în locul plumbului învelișurile din policlorură de vinil sau din politetrafluoretilenă (rezistentă la condiții termice deosebite) ; ca accesoriile pentru joncțiunea cablurilor să se execute fie prin turnare din rășini epoxidice, fie prin înfășurare cu benzi adezive din PVC sau cu țesături de fire de sticlă.

Dr. ing. *Cruceru Constantin*

Noutăți ale firmelor electrotehnice din R.D.G. prezentate la Tîrgul internațional de toamnă de la Leipzig - 1973

Tîrgul internațional din toamna anului 1973 din Leipzig, la care s-au întrunit 6275 de expozanți din 52 de țări, reprezentanți ai economiei și comerțului, științei și tehnicii de pe toate continentele lumii a facilitat numeroase schimburi de experiență, comparații ale nivelului atins de diferite domenii tehnico-științifice.

Pe lîngă ramurile tradiționale ale industriei bunurilor de larg consum au fost prezente la Tîrg și produse ale industriei construc'iilor de mașini, electronicii și electrotehnicii din domeniile : instalații, echipamente și mașini pentru industria chimică ; utilaje și mașini pentru prelucrarea materialelor plastice ; instalații, echipamente și aparate electrotehnice și electronice ; mașini pentru prelucrarea lemnului ; mașini poligrafice ; mașini textile și de încălțăminte ; vehicule rutiere ; tehnică medicală etc.

Dintre firmele cu profil electrotehnic din Republica Democrată Germană vom aminti pe cele ale căror produse sînt mai reprezentative.

— *VEB Kombinat Luft und Kältetechnik*-una din firmele cu renume mondial, deține un vast program de fabricație în tehnica frigului și a ventilației. Cooperarea lărgită între întreprinderile acestui combinat au permis vizitatorilor și specialiștilor să facă cunoștință cu cele mai noi produse ale acestei firme. Aici se produc aparate și instalații destinate diferitelor industrii printre care ventilatoare pentru încăperi industriale, hale, locuințe, precum și pentru scopuri de răcire la diferite motoare, filtre de praf, instalații frigorifice destinate în special industriei alimentare, frigidere și climatizoare cărora le sînt asigurate condiții de bună funcționare și o fiabilitate ridicată.

Întreprinderea de bază a acestui combinat „Lufttechnische Anlagen — Dresda în cooperare cu întreprinderi afiliate realizează ventilatoare, schimbătoare de căldură pentru centrale electrice, centre de calcul, centre sportive, depozite frigorifice, întreprinderi industriale, hoteluri etc.

În cadrul Combinatului ILKA, întreprinderile VEB Maschinenfabrik din Halle realizează, printre altele, echipamente necesare antrepozitelor frigorifice și grupuri frigorifice de circulație forțată. Acest nou sistem de instalații prezintă avantajul unei mari fiabilități și anduranțe datorită calității pieselor și subansamblelor și a finisării, a ușurinței în care se montează și se asamblează acestea, a spațiului redus pe care îl ocupă prin fundații simplificate etc. Din punct de vedere economic au avantajul că întreaga lor construcție se realizează cu cheltuieli minime, necesitînd, totodată, simplitate în utilizare și supraveghere.

Grupurile frigorifice cu circulația forțată, precum și grupurile de supracongelatoare au în prezent o mare aplicabilitate în tehnica frigului.

— *AKA—Elektric* — firmă comercială din țara gazdă — a expus un variat sortiment de produse electrotehnice de uz casnic, care s-au bucurat de o bună apreciere în rîndul specialiștilor participanți la tîrg. Astfel, au fost prezentate o serie de aparate utile muncii în gospodării ca : aspiratoare de praf de diferite tipuri, ușor manevrabile, moderne, cu un aspect exterior plăcut. Cele mai noi dintre acestea sînt : tipul BS 06, pentru curățarea covoarelor și a parchetelor, realizat de către VEB Elektroinstallation Oberlind, are o putere de 680 W, o formă elegantă și un consum minim de energie electrică. Aspiratorul manual HSS 11, al cărui producător este VEB Elektrowärme-Altenburg, prezintă următoarele caracteristici tehnice : 220 V, 50 Hz, 350 W, 16 l/s, capacitate aer. Construcția modernă, ușoară, în carcasă de material plastic, permite manevrarea directă a cutiei aspiratorului manual.

Expoziția AKA-Elektric a mai prezentat de asemenea, aeratoare cu filtre pentru încăperi, tip LFH 1 și DAH 1, plite electrice (gen reșou) cu 1 și 2 ochiuri, fiare electrice de călcat, grile pentru preparat diverse gustări, ventilatoare electrice pentru încăperi de locuit, aparate electrice pentru masaje, instalații și becuri pentru raze ultraviolete, precum și o bogată gamă de lămpi, lustre, veioze, lampadare și aplice din cele mai moderne, pentru diferite interioare de locuit, birouri și încăperi industriale.

— *VEB Kombinat keramische Werke Hermsdorf* — producător de materiale electroizolante din ceramică și porțelan, furnizează materiale izolatoare și instalații pentru industriile electrotehnică, electronică, chimică și constructoare de mașini. Printre noile realizări ale acestui combinat se numără : instalații telecomandate pentru producerea izolatoarelor mari folosite la înaltă tensiune pînă la 1200 kV ; instalația exterioară de încercare, concepută pentru curent alternativ de înaltă tensiune, care poate fi utilizată atît la încercarea produselor din fabricația curentă, cît și în scopurile cercetării fundamentale etc.

— *VEB Kombinat Elektromaschinenbau*-Dresda — înscrie în programul său de fabricație o serie de noutăți în domeniile motoarelor și generatoarelor electrice navale, grupurile electrogene diesel mobile VEM de 50 și 75 KVA, precum și dispozitivelor de reglare trifazată electrică.

— *Kombinat Kabell Werk Oberschpree* (*KWO*) este unul din furnizorii de cabluri de conducte atît pentru înaltă, cît și pentru joasă tensiune, cum sînt : conducta de montaj de înaltă tensiune tip S 2Y (St) YTF 1 × 2 × 0,45 ; cablul coaxial de înaltă tensiune S 2YC (mS) CY 1 × 0,45 ; cablul cu ulei pentru 110 kV tip 1 × 400 rm/p ; cablul de semnalizare pentru transmiterea informațiilor în tehnica telecomunicațiilor și a energiei electrice.

Acestea sînt unele dintre produsele industriei electrotehnice din R.D.G. care au suscitat un viu interes în rîndul participanților la Tîrgul de la Leipzig, contribuind la efectuarea unui rodnic schimb de experiență și intensificarea colaborării economice dintre statele participante.

G.A.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU—redactor responsabil; dr. ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr doc. șt. tehn. V. CORLĂTEANU; ing. ST. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof ing. CRISTINA POPESCU; prof. ing. VL. POPOVICI: academician prof. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULET: ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA" organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini — Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133 sectorul 1, telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republici Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, *c. 3525 Taxele poștale pentru anul 1974 plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/5988*

SOMMAIRE

CD 621.313.1.002 : 621.312

Epuran, M. et *Tatu, Gh.* : **L'optimisation du prix des machines électriques à l'aide de la méthode de l'analyse de la valeur".**

Electrotehnica **22**, no. 1, jan. 1974, p. 1–8

On présente un mode d'application du concept et des echniques de la méthode „analyse de la valeur", élaborée par Lawrence D. Miles, dans l'économie de la production des machines électriques. Partant de l'analyse de la structure fonctionnelle des machines électriques, on présente des modalités pour aborder les études en vue de l'optimisation des prix des machines électriques, d'où il résulte des réserves de réduction d'environ 15%. On a conçu, en se basant sur le même principe, un modèle de calcul du prix des machines électriques, qui exprime le prix des fonctions et des componentes qu'il réalise.

CD 621.313.333.2

Constantin, Gh. et *Constantin Emilia* : **Considérations concernant un nouveau type de moteur linéaire monophasé.**

Electrotehnica **22**, no. 1, jan. 1974, p. 8–14

On présente un nouveau type de moteur linéaire, le moteur linéaire monophasé à pôles écranés. On étudie le champ magnétique du moteur et on détermine la caractéristique mécanique.

A l'aide d'une installation expérimentale, on vérifie les résultats théoriques sur des prototypes réalisés.

CD. 621.314.57.018.32.001

Gîrlaşu, St. : **L'étude des harmoniques du courant de ligne du mutateur à ponts triphasés asymétriques.**

Electrotehnica **22**, no. 1, jan. 1974, p. 13–22

Pour les mutateurs à ponts triphasés asymétriques égales et inégales, on évalue les harmoniques du courant de ligne dans le primaire du transformateur de réseau, en rapport avec l'angle de commande du pont à thyristors. Ces valeurs, qui peuvent être obtenues par analyse ou graphiquement, peuvent être utilisées lors de l'établissement les dimensions des batteries de condensateurs des circuits filtrants, utilisés pour compenser la puissance réactive ainsi que pour éliminer l'effet déformant.

CD 621.316.925.44.014.5

Goldimberg, S. et *Török Claudia* : **Considérations sur le fonctionnement des relais thermiques en régime intermittent, se référant aux relais TSA.**

Electrotehnica **22**, no. 1, jan 1974, p. 22–26

L'auvrage comprend quelques conclusions concernant l'utilisation plus intense des relais thermiques en vue de la protection des moteurs asynchrones qui fonctionnent en régime intermittent. On analyse la valabilité du reglage, le comportement des relais thermiques dans le cas d'un reglage supérieur, ainsi que les limites de la fréquence d'actionnement pour différents courants de démarage, en rapport avec la fonction de durée active relative de mise en circuit.

CD 621.316.001.25 :539.143.44

Iacov, A. : **La détermination des fonctions de transfert des réseaux de correction et des ensembles fonctionnaux des systèmes de reglage automatique, à l'aide de la théorie des quadripôles.**

Electrotehnica **22**, no. 1, jan. 1974, p. 26–29

On utilise la théorie des quadripôles pour déduire les fonctions de transfert des réseaux de correction des systèmes de reglage automatique, dans des conditions réelles de fonctionnement. L'efficacité de la méthode est illustrée par quelques exemples.

POUR LE JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.314.2+621.316.57 : 534.56

Darabont, Al. et *Văileanu, D.* : **La lutte contre la bruit des transformateurs et des interrupteurs électriques.**

Electrotehnica **22**, nr. 1, jan. 1974, p. 29–32

RÉALISATIONS DE L'INDUSTRIE 33

THÈSES DE DOCTORAT 33

MANIFESTATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES 34

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICA GENERALA

CZ 621.3.005 :778.622 (430.1.2.6.).096 : 62—83

Kessler, G., Brandenburg, G., Penkalla, K.H. şi *Vieten, M.* **Echipamentul electric al Institutului pentru tracţiunea electrică de la Universitatea tehnică din München.** In : Siemens Z. **47**, nr. 8, p. 613—618, 4 fig.

CZ 621.3.083—52 : 681.3 : 629.113—5.009.7.13.

Möller, O. **Automatizarea diagnozei motoarelor de autovehicule.** In : Siemens Z. **47**, nr. 8, p. 600—602.

CZ. 621.311. CENTRALE ELECTRICE. INSTALAŢII DE ALIMENTARE CU ENERGIE ELECTRICĂ

CZ 621.311.4 ; 681.3.

Hüllemann, H. şi *Thaler, W.* **Unităţi de alimentare electrică pentru calculatoarele de proces Model 320—330.** In : Siemens Z. **47**, nr. 8, p. 618 bis-622, 6 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.311.4. 024—523.8 : 621.382.2/3

Küller, H. **Unitate de alimentare în c.c. de mare precizie de 120 kW cu convertor cu tiristoare şi filtru tranzistorizat.** In : Siemens, Z. **47**, nr. 7, 1973, p. 563—568, 9 fig., 3 ref. bibl.

CZ. 621. 313. MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.322 : 621.318.2.001.24

Bertinov, I.A., Miziurin, R.S. şi *Serikov, A.V.* **Calculul principalelor dimensiuni ale generatorului sincron cu redresor lucrînd pe o sarcină în impulsuri.** In : Elektricestvo nr. 7, 1973, p. 24—46, 5 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.322.013.8

Buruchin, N.G., Morozova, A.U., Khvoschinskaya G.Z. **Studiul procesului de excitare forţată a generatorului sincron cu sistem de excitaţie fără perii.** In : Electricestvo nr. 6 1973, p. 22—26, 5 fig., 3 ref. bibl.

CZ. 621.313.3 : 621.311.61

Radin, I.V. şi *Zagorski, E.A.* **Particularităţile dezvoltării maşinilor electrice de curent alternativ pentru sisteme autonome de alimentare şi comandă.** In : Electriecstvo, nr. 8, 1973 p. 40—44, 4 fig.

CZ 621.313,333.027.3 : 534.83

Amey, W., Pohl, H. **Metode de reducere a nivelului de zgomot la motoarele de înaltă tensiune de putere medie.** In : Siemens Z **47**, nr. 6, p. 466—469, 8 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.313

Ruelle, G. **Construcţia alternatoarelor între ultimii 10 ani şi următorii 10 ani.** In : Revue Gen (Electr. R.G.E.) **82**, nr. 5 1973, p. 382—387, 2 fig.

CZ 621,313

Kreuth, P.H. **Inductanţele maşinii sincrone homopolare în sistemul biaxial.** In : ETZ—A **94**, nr. 8, 1973, p. 483—487, 2 fig., 1 tabel, 7 ref. bibl.

CZ. 621.313

Deleroi, W. **Fenomenul de intrare la motoarele lineare asincrone.** In : ETZ—A, **94**, nr. 8, 1973, p. 488—493, 10 fig. 1 tabl., 11 ref. bibl.

CZ 621.313

Hornig, G. **Simularea analogică în ajutorul dimensionării invertoarelor cu comutare sub sarcină.** In : Elektrie **27**, nr. 6 1973, p. 301—304, 10 fig. 3 ref. bibl.

CZ. 621.313.

Herzig, B. Paulig, E. **Contactul alunecător cu perie de cărbune în construcţia maşinilor electrice.** In : Elektrie **27**, nr. 6 1973, p. 317—321, 1 fig., 2 tabl.

CZ 621.313

Proşke, D. **Simularea analogică a maşinilor asincrone alimentate printr-un element de control trifazat.** In : Elektrie **27**, nr. 7, 1973, p. 352—354, 2 fig., 11 ref. bibl.

CZ 621.313

Herzig, B., Paulig, E. **Model de comutare pentru studiul experimental al contactelor alunecătoare cu perie de cărbune** In : Elektrie **27**, nr. 7, 1973, p. 364—367, 7 fig., 3 ref. bibl.

CZ. 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.21.019.32

Nikiforova, F.V. şi *Tsirel, A.J.* **Modelul matematic al siguranţei în funcţionarea pentru un transformator de putere.** In : Elektricestvo nr. 6, 1973, p. 50—53, 1 fig., 5 tabl., 6 ref. bibl.

CZ. 621.314.212.016.2 : 519.2

Markvardl, G.G. şi *Ter — Oganov, V.E.* **Determinarea puterii necesare a transformatorului în cazul unui grafic de încărcare cu caracter aleatoriu.** In : Elektricestvo nr. 6, 1973, p. 46—50, 16 ref. bibl.

CZ 621.314.26.001.24

Grabovetski, V.G. **Folosirea funcţiilor de comutaţie pentru analiza proceselor electromagnetice în circuitele de putere ale convertizoarelor de frecvenţă cu redresori.** In : Elektricestvo nr.6, 1973, p. 42—46, 5 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.314

Sankaran, P. **Analiza erorilor unui transformator de curent cu compensare electronică în regim tranzitoriu.** ETZ—A, **94**, nr. 8. 1973, p. 446—450, 8 fig., 10 ref. bibl.

CZ. 621.314

Depenbrock, M. **Redresor pentru curent sinusoidal în sistemul alternativ şi tensiuni continue c'e c.c. cu ondulare neglijabilă.** In : ETZ—A **94**, nr. 8, 1973, p. 466—471, 6 fig., 1 tabel, 2 ref. bibl.

CZ. 621.315. TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLE. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALATII.

CZ. 621.315.1.017 : 71.001.24

Melzak, J.I. şi *Sherentsis, M.A.* **Posibilităţi de creştere a încărcării de curent admisibil din punct de vedere al încălzirii pentru liniile de transport de energie.** In : Elektricestvo nr. 7, 1973, p. 7—11, 3 fig., a 1 tabel, 10 ref. bibl.

CZ. 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. RETELE. REDESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELETRICE. PROTECTIA APARATELOR ŞI INSTALATIILOR.

CZ 621.316.1.015. : 519.21

Aberson, L.M. şi *Sisoeyev, P.L.* **Caracteristicile probabilistice ale tensiunii în reţelele electrice.** In : Elektricestvo nr. 8, 1973, p. 18—27, 1 fig., 1 tabl., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.54.014.31

Zückler, K. **Studiul arcurilor electrice pe întrerupătoare mode şi de putere.** In : Siemens Z **47**, nr. 7, p. 568—574, 10 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.316.54.06.

Bron, B.O. **Aparate electrice cu contacte şi fără contacte** : In : Elektricestvo nr. 7, 1973, p. 55—60, 3 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.316.925.43

Gelfand, S.J. şi *Perelman, S.V.* **Relee de curent maxim cu caracteristici reglabile timp-curent.** In : Elektricestvo nr. 8, 1973, p. 9—14, 7 fig. 5 ref. bibl.

CZ 621.316.995.001.24.

Jacobs, I.A. **Metodica de calcul a caracteristicilor electrice pentru instalaţii complexe de punere la pământ.** In : Elektricestvo nr. 6, 1973, p. 18—22, 3 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316

Ouidin, M.J., Causse, L. şi *Lacoste, A.* **Contribuţii generale la studiul disponibilităţii reţelelor de înaltă tensiune din cabluri izolate.** In : Revue Gen. Electr. (RGE) **82**, nr. 5, 1973, p. 388—395, 4 fig. 20 ref. bibl.

CZ 621.316

König, D. **Probleme de umiditatea gazelor izolante în instalaţiile de distribuire de înaltă tensiune blindate.** In : ETZ—A **94**, nr. 7, 1973, p. 384—390, 10 fig., 1 tabl., 14 ref. bibl.

CZ 621.316

Vogt, F. **Simularea convertizoarelor de curent** În : ETZ-A **94** nr. 8, 1973, p. 479—482, 4 fig., 20 ref. bibl.

CZ 621.316

Streuber, M. şi *Delinsky, W.* **Asupra calculului unitar al relaţiilor tensiune-curent pentru convertoarele în punte trifazată.** In : Elektrie **27**, nr. 6, 1973, p. 304—308, 11 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.316

Hauschild, W., Tschacher, B., Gunther, H. **Determinarea unor funcţii reprezentative de distribuţie pentru tensiunea de străpungere.** In : Elektrie **27**, nr. 6, 1973, p. 297—300, 6 fig., 5 ref. bibl.

CZ. 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.39—523.8 : 629.113

Lucke, H. **Noi traductoare pentru partea electrică a motoarelor de autovehicule.** In : Siemens—Z **47**, nr. 8, p. 603—608, 13 fig., 4 ref. bibl.

PIAŢA COMERCIALĂ MONDIALĂ LEIPZIG

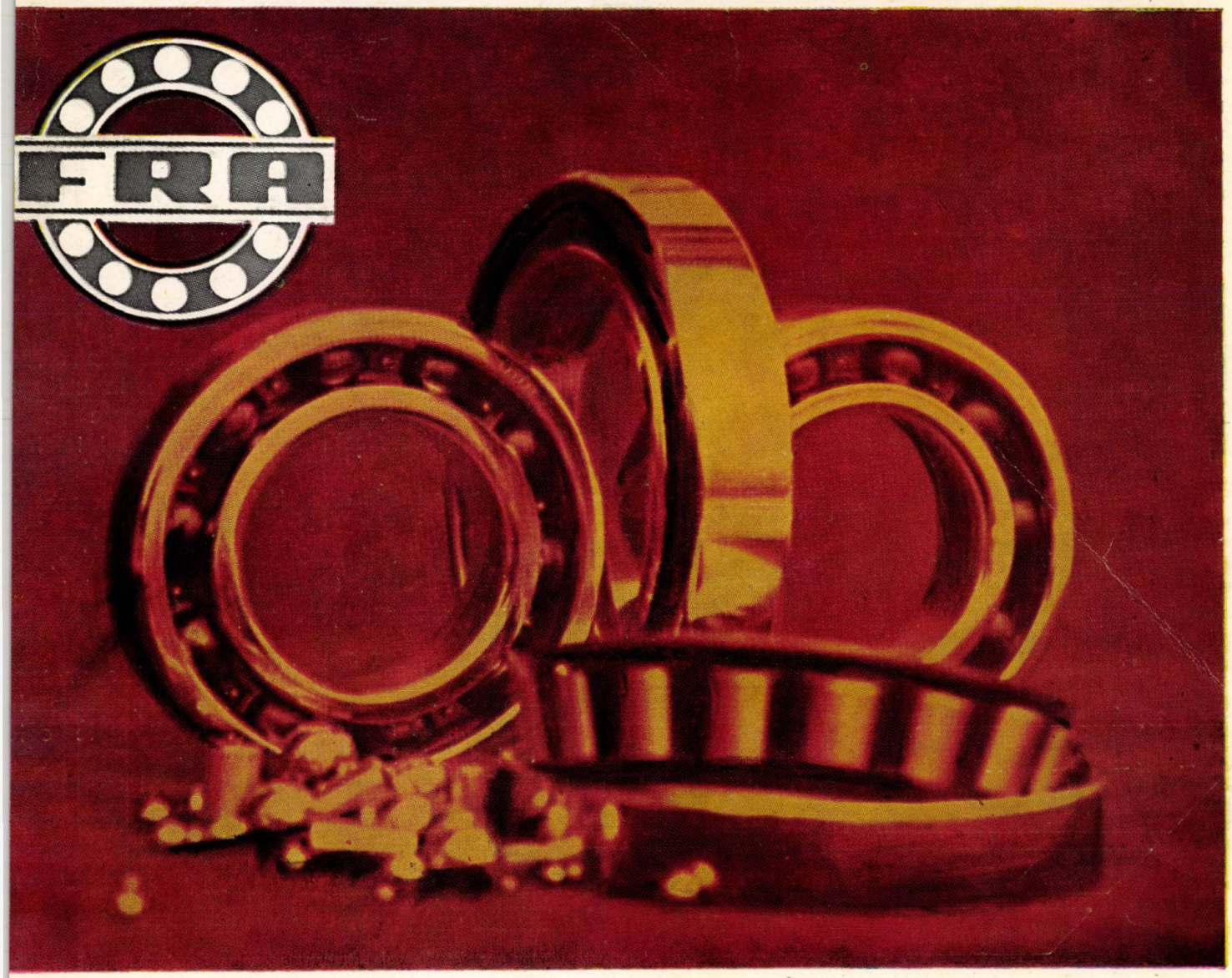
Tîrgurile din Leipzig aduc beneficii. Ele sînt internaţionale, informative, orientative. Peste 9 000 expozanţi din 60 de ţări sînt prezenţi la Tîrgul de primăvară. Un sortiment bogat de produse ale tehnicii mondiale şi bunuri de larg consum. Rezultate ale cooperării economice socialiste în ofertă. În centrul atenţiei ofertele de export ale RDG. Conferinţe tehnico-ştiinţifice pentru experţi. Cel care cunoaşte tîrgul din Leipzig declară:
Să mergem la Leipzig deoarece merită!

Informaţii în privinţa călătoriei şi legitimaţii pentru Tîrg se obţin prin ONT-CARPAŢI sau de la Secţia de politică comercială a Ambasadei RDG în RSR, Calea Dorobanţilor 14, Bucureşti.

Tîrgul din Leipzig
Republica Democrată Germană
10—17.3.1974

PUBLICOM

INTREPRINDEREA DE RULMENTI – ALEXANDRIA



RULMENTI

DE CALITATE SUPERIOARA

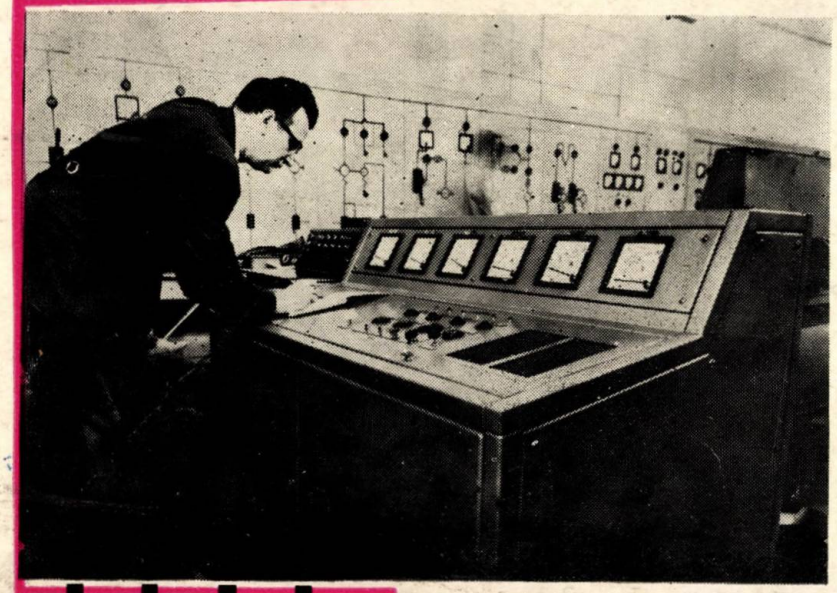
RADIALI CU BILE PE UN SINGUR RÎND

- CU CAPAC DE ETANŞARE RS ŞI 2RS
- CU CAPAC DE PROTECŢIE Z ŞI 2Z
- PENTRU MOTOARELE ELECTRICE EL P6
- CU CANAL PENTRU INEL DE OPRIRE N

RADIALI AXIALI CU ROLE CONICE

- CU CONSTRUCŢIE INTERIOARĂ ÎNTĂRITĂ A

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I



Intenționați desigur să vă diversificați pro dusele pe care le fabricați, pentru a fi to mai competitive.

Cu siguranță că vă puneți problema carac terizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să l înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine

Poate nu vă este indiferentă calitatea ș fiabilitatea produselor dv., doriți standur de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului teh nic la care ați ajuns cu produsele?

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

1314 APR 1

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 de ani în activitate, care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE

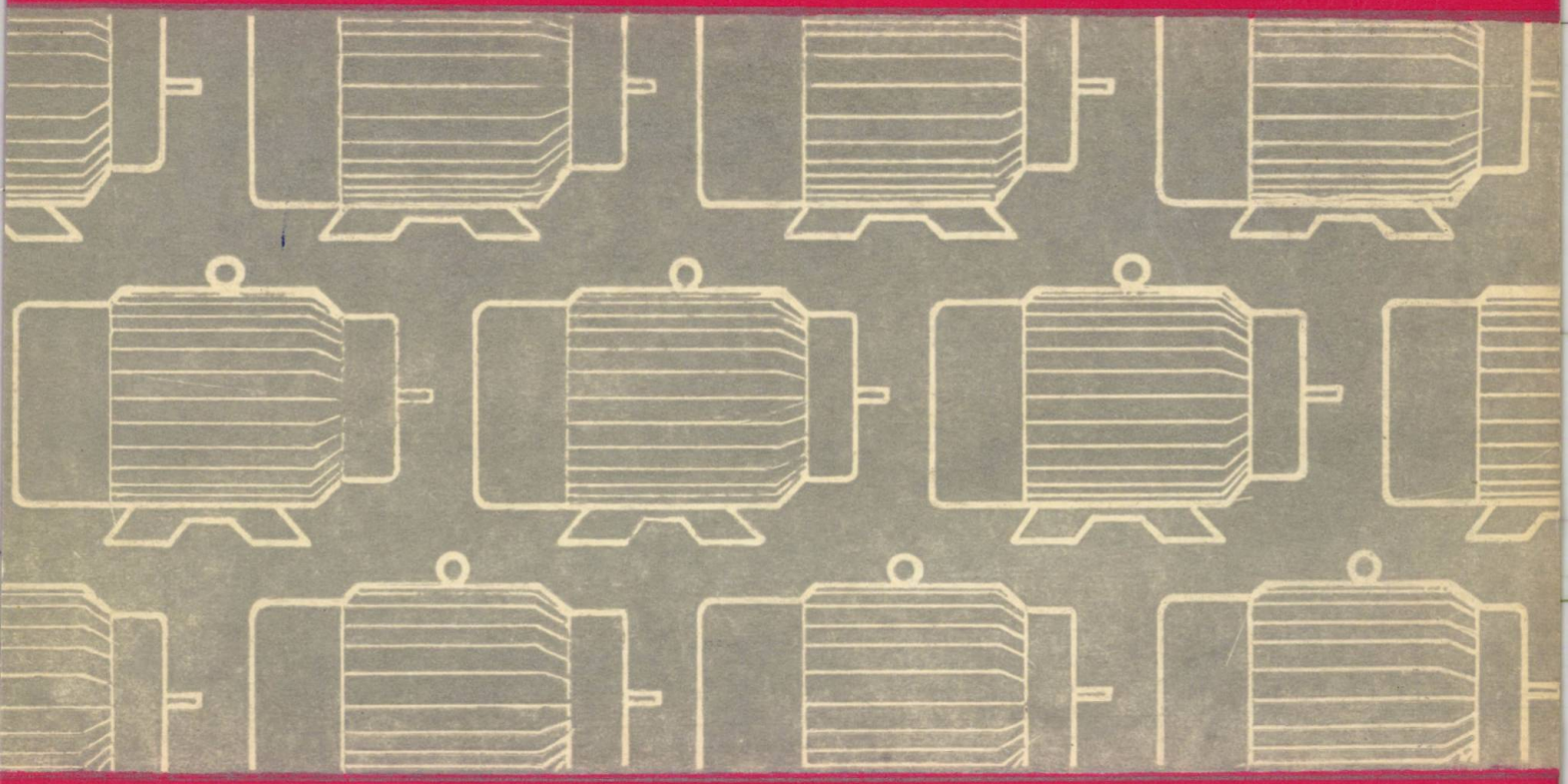
BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

R

LITERATURA

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 22 ● Nr. 2 ● FEBRUARIE 1974

2

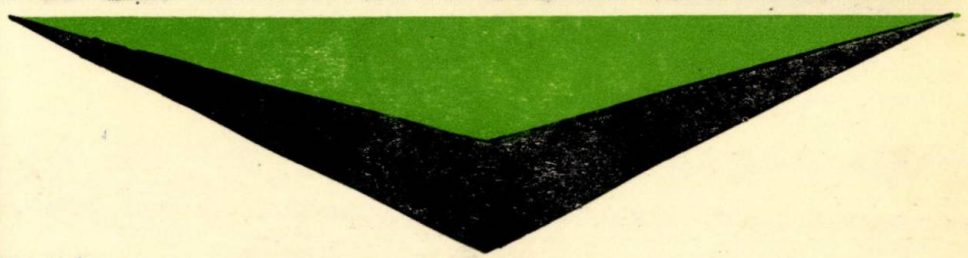
IIRUC

SERVICE

IIRUC

THE ENTERPRISE OF MAINTAINING AND REPAIRING COMPUTING EQUIPMENT

PROF. DIMITRIE POMPEI BD., 6
SECTOR 2 – BUCHAREST
TLPH. 12.64.30
TX SERVICE IIRUC – 01183716



OFFERS
SERVICE FOR COMPUTING AND COPYING EQUIPMENTS

installations, revisions, receptions, repairs at the customer's premises
- repairs in the workshops at IIRUC's premises
- customers operators training
- programming and economic organising works, based on data processing
- undertaking the obligations of the computing suppliers, during the guarantee period
- expertizes, technical assistance and demonstrations of the equipment, on the occasion of exhibitions and international fairs
- administration and handling of spare parts and consumables stocks on consignment
- SERVICE agencies, cooperation

FIELD OF ACTIVITY

- Desk machines with programm and without programm
- Accounting and billing machines
- Data processing equipment
- Systems
- Copying equipment

The promptitude and the quality of SERVICE carried out by IIRUC is ensured through the network of over 50 branches organised in Romania, coordinated by the Central of IIRUC from Bucharest

ELECTROTEHNICA

Anul 22 Nr. 2, pag. 37 — 76 februarie 1974

CUPRINS

CZ 621.3.014.31 :621.316.57.064.3 :681.14

Sasu Mimi: **O metodă de analiză a comportării dinamice a unui arc electric modelat pe baza ecuației lui Rieder și Urbanek**

Electrotehnica **22**, nr. 2, febr. 1974, p. 37—47

Se prezintă o metodă stabilită de autor pentru rezolvarea ecuației lui Rieder și Urbanek pe un calculator analogic, analizîndu-se o serie de rezultate obținute în urma unui studiu efectuat cu ajutorul calculatorului, cu privire la influența gradientului de potențial din coloana arcului electric și a tensiunii sursei din circuitul de întrerupere asupra fenomenelor de stingere și de reaprindere ale unui arc electric cu reacție.

CZ 621.313.2.016.1 :621.3.016.33

Murgu Zaira: **Analiza indicatorilor energetici pentru motoarele de c.c. în cazul cuplului rezistent variabil cu viteza.**

Electrotehnica **22**, nr. 2, febr. 1974, p. 47—51

Se face o analiză a randamentului și consumului neproductiv de energie pentru principalele moduri de excitație a motorului de c.c., în cazul în care cuplul său rezistent este variabil cu viteza.

CZ 621. 315. 617. 4(498)

Nicola, Gr. și *Obejdeanu Cornelia*: **Noi tipuri de lacuri de impregnare pentru electrotehnică, realizate în țară.**

Electrotehnica **22**, nr. 2, febr. 1974, p. 51—57

Se prezintă noi tipuri de lacuri de impregnare pentru electrotehnică, realizate în țară, la Intreprinderea de cabluri și materiale electroizolante. Aceste lacuri posedă bune proprietăți fizico-mecanice și electrice în condiții normale, la temperatura de 155°C și la umiditate. Din această cauză, se recomandă în construcția mașinilor și aparatelor electrice la impregnarea bobinajelor pentru clasa F de izolație termică.

CZ 621. 317. 311. 082. 74

Stoica, A.: **Considerații privind funcționarea instalațiilor de măsurare a curentului continuu prin compensarea automată a fluxului magnetic.**

Electrotehnica **22**, nr. 2, febr. 1974, p. 57—63

Se face o analiză a eficienței și a aplicabilității celor două sisteme principale de corecție a funcționării instalațiilor de măsurare a curentului continuu intens, prin compensarea automată a amperspirelor: a) metoda bazată pe strîngerea cuplajului inductiv dintre circuitul curentului de măsurat și înfășurarea de compensare și b) metoda bazată pe utilizarea unei înfășurări închise în scurtcircuit, dispusă pe cadrul magnetic de măsurare pentru reducerea aceluiași cuplaj inductiv.

CZ 621.357.75 :546.56

Radovici, O., Vass Cecilia și *Solacolu, I.*: **Efectul temperaturii electrolitului asupra procesului de cuprare lucioasă din băi pe bază de pirofosfat.**

Electrotehnica **22**, nr. 2, febr. 1974, p. 63—66

Se prezintă rezultatele studiului influenței temperaturii unui electrolit de cuprare lucioasă pe bază de pirofosfat asupra polarizării electrozilor, randamentului de curent și structurii acoperirilor.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI 67
DIN ACTIVITATEA DE CERCETARE 67
MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE 68
REFERATE 37

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; dr. ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLAȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTINA POPESCU; prof. ing. VL. POPOVICI; academician prof. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 3606. *Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.Tc.* nr. 137/5988.

41 400

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Anul 22 nr. 2 București, februarie 1974

MAGYAR MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

O metodă de analiză a comportării dinamice a unui arc electric modelat pe baza ecuației lui Rieder și Urbanek

MIMI SASU* — București

CZ. 621.3.014.31 :621.316.57.064.3 :681.14

1. Considerații generale

Studiul proceselor de stingere a unui arc electric de curent alternativ conduce la cercetarea condițiilor de nereamorsare a arcului după trecerea curentului prin zero și a mecanismelor posibile de reamorsare.

Mecanismul „electric" propus de Slepian [1], [2] presupune că amorsarea arcului se produce prin formarea unei avalanșe de electroni și transformarea acestei avalanșe într-o descărcare electrică, conform teoriei lui Townsend, completată ulterior de Rogowski prin luarea în considerație a deformării cîmpului electric de către sarcinile spațiale. După cum se știe, teoria lui Townsend se aplică acelor tipuri de descărcări electrice în gaze, în care mișcarea dirijată, a electronilor, sub acțiunea unui cîmp electric, predomină asupra mișcării lor termice neordonate.

Eventualitatea unei reaprinderi a arcului electric de întrerupere care să urmeze mecanismul electric poate să apară în diferite cazuri particulare, ca de exemplu, reamorsarea prin supratensiune la întreruperea curenților slabi inductivi în întreruptoare cu aer comprimat [3]. În acest caz, dacă se cunoaște curba de regenerare a intervalului disruptiv în funcție de timp, condiția de neamorsare este ușor de stabilit : rigiditatea dielectrică a acestui interval nu trebuie să devină inferioară tensiunii de restabilire care apare la bornele întreruptorului în decursul unui interval de timp suficient pentru dezvoltarea unei descărcări. Greutățile cresc însă imediat ce se încearcă să se determine o curbă de restabilire a rigidității dielectrice, sau să se găsească măcar ce alură are și se poate arăta că, în general, nu există o curbă unică de acest fel [4].

Întrucît străpungerea dielectrică este un efect al cîmpului electric, ea apare la aplicarea unei tensiuni înalte unui spațiu care nu conține în principiu sarcini electrice libere. Pentru ca această formă de străpungere să fie posibilă, este deci necesar ca mai întîi intervalul de arc să treacă de la o stare de înaltă conductivitate, la starea de izolator. În această perioadă de tranziție a spațiului disruptiv de la regimul de conductor la cel de izolator, intervalul de întrerupere are o rezistență finită și variabilă. Ca urmare, sub influența tensiunii de restabilire, poate apărea un curent post-arc [5], [6].

Aportul de energie prin curentul rezidual are o mare importanță deoarece poate să conducă nu numai la o diminuare a răcirii coloanei arcului, ci chiar la o reîncălzire, astfel încît este posibil să se producă o reaprindere termică chiar la tensiuni reduse.

Acest al doilea mecanism de reamorsare a arcului electric, așa numitul mecanism „energetic", a fost propus de Cassie [7] și dezvoltat ulterior de Mayr [8], [9]. Marele merit al lui Cassie constă în faptul că a avut în vedere, pentru prima dată, posibilitatea unei reaprinderi termice a gazului, considerînd că atît comportarea tranzitorie cît și reaprinderea unui canal de arc conductor sînt guvernate de principiul conservării energiei. După Cassie și Mayr, stingerea sau reaprinderea termică a arcului depind de bilanțul de energie între energia electrică primită de arc, energia acumulată în coloana arcului datorită capacității sale termice și energia disipată sub formă de căldură mediului înconjurător.

În orice tip de întreruptor se pot produce, în principiu, ambele moduri de reaprindere.

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător științific principal în Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE) — București

Aşa cum se arată în lucrările lui Cassie [4] şi Edels [6], [10—13], în prima perioadă după trecerea prin zero a curentului întrerupt, respectiv în perioada conductivităţii post-arc, există posibilitatea unei străpungeri termice. După un anumit timp, conductivitatea post-arc este zero şi reaprinderea termică nu se mai poate produce. Totuşi, dacă tensiunea de restabilire continuă să crească, poate fi posibilă o străpungere electrică prin scînteie, respectiv o reaprindere dielectrică a arcului. În lucrările menţionate, se presupune deci că străpungerea termică se poate produce înaintea străpungerii prin scînteie.

În lucrările mai recente ale lui Lee [14], [15], se susţine ideea că, pe cînd amorsarea de origine dielectrică este foarte rapidă, reaprinderea de origine termică necesită un timp apreciabil pentru a se produce. Aceasta se explică prin faptul că în cazul străpungerii dielectrice are loc o simplă ionizare în lanţ; pentru aceasta trebuie să fie îndeplinită o primă condiţie şi anume ca energia cinetică a unui electron, care este funcţie de cîmpul electric, de presiunea, temperatura şi natura gazului de arc, să fie suficientă pentru a produce prin ciocnirea unui electron cu o moleculă neutră, formarea unui ion pozitiv şi a unui nou electron. În cazul reaprinderii termice, trebuie să se ţină seama de existenţa unor interacţiuni în trepte multiple între electronii, atomii şi moleculele gazului, care comportă diferite tipuri de coliziuni elastice şi neelastice.

Dacă primele experienţe efectuate de către Lee şi colaboratorii săi [14] au condus la concluzia că tranziţia dintre străpungerea dielectrică şi cea termică depinde mult de concentraţia electronilor, experienţele ulterioare au arătat că distribuţia energiei electronilor este chiar mai importantă decît concentraţia lor [15]. Se ştie însă că distribuţia energiei electronilor într-un gaz este influenţată de prezenţa unui cîmp electrie. De aceea, la o analiză teoretică a comportării arcului electric de întrerupere, factorul cîmp electric nu poate fi ignorat. În acest context trebuie menţionată teoria reaprinderii termice neechilibrate elaborată de Rieder şi Urbanek [16]; ea poate fi considerată ca o extindere a teoriei lui Mayr în condiţiile unei coloane de arc care nu se găseşte în echilibru termic [17], [18].

2. Formularea ecuaţiei lui Rieder şi Urbanek

Experienţele efectuate în legătură cu studiul comportării arcurilor electrice imediat după trecerea curentului prin zero i-a condus pe Rieder şi Urbanek [16] la ideea că în coloana arcului rezidual are loc un mecanism de ionizare mai eficace, care utilizează pentru creşterea densităţii electronilor o parte mai mare din puterea electrică disponibilă, decît în cazul care precede trecerea prin zero urmînd teoria lui Mayr.

Acest lucru este posibil pentru valori suficient de ridicate ale cîmpului electric în plasma arcului, dacă energia acumulată pe seama cîmpului electric de către electronii liberi între două ciocniri succesive nu este net inferioară energiei lor cinetice medii funcţie de temperatura gazului. Aceasta revine la faptul că ecuaţia [19]:

$$e E \lambda_e \ll \frac{3}{2} k T, \tag{1}$$

nu este verificată. Plasma arcului nu mai este în echilibru termic, temperatura electronilor fiind mai mare decît temperatura gazului [20]:

$$\frac{T_e}{T_g} = \frac{1}{2}\left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{E}{E_0}\right)^2}\right] \tag{2}$$

unde mărimea E_0 depinde de plasmă şi de presiunea gazului:

$$E_0 = \frac{3}{2}\sqrt{\frac{m_e}{m_g}}\frac{\mathrm{sh}}{e} \tag{3}$$

Într-o astfel de plasmă neizotermă, în care există însă o temperatură bine definită a electronilor, presupunînd o distribuţie maxwelliană a vitezei acestora, densitatea electronilor depinde în principal de creşterea temperaturii lor:

$$\left(\frac{N_e}{N_g}\right)^{1+\frac{1}{\eta}} =$$

$$= \frac{2}{h}\left(\frac{2\pi m_e}{2}\right)^{3/2}(kT_g)^{5/2}\eta^{3/2}\exp\left[\frac{1}{\eta}\left(-\frac{W_i}{kT_g}+\ln 2\right)\right], \tag{4}$$

unde:

$$\eta = \frac{T_e}{T_g}\ ;\quad W_i = eV_i, \tag{5}$$

pe cînd pierderile de energie datorate conducţiei termice corespund unei temperaturi mai joase a gazului — dacă gradul de ionizare este scăzut, aşa cum se întîmplă în cazul unui arc de curent alternativ, în vecinătatea zeroului curentului.

În cîmpurile electrice de valori ridicate, mobilitatea electronilor creşte de asemenea cu intensitatea cîmpului:

$$b_e = \sqrt{\frac{\pi}{8}}\frac{e}{\sqrt{m_e}}\frac{\sqrt{kT_g}}{\mathrm{sh}}\eta. \tag{6}$$

Ca urmare , conductanţa electrică a unei coloane de plasmă omogenă poate fi exprimată prin relaţia [16]:

$$G = eN_e b_e \frac{A}{l}, \tag{7}$$

depinzînd nu numai de temperatura gazului (deoarece densitatea electronilor este funcţie de temperatură), aşa cum au presupus Cassie [7] şi Mayr [8], [9], ci şi, în egală măsură, de intensitatea cîmpului electric (întrucît mobilitatea electronilor este funcţie de cîmpul electric).

Din ecuaţia (7) se deduce imediat că :

$$\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\ln N_e}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}\ln b_e}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}\ln (A/l)}{\mathrm{d}t}, \tag{8}$$

şi dacă se ţine seamă de ecuaţiile (2) pînă la (6), ecuaţia (8) capătă în cele din urmă forma :

$$\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t} = \alpha \frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t}\bigg|_{\text{Mayr}} + \beta \frac{\mathrm{d}(E/E_0)}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}\ln(A/l)}{\mathrm{d}t}, \tag{9}$$

în care* :

$$\alpha = \frac{2}{\eta+1}\left[1 + \frac{4(\eta-1)}{3+(2W_i/kT_g)}\right], \tag{10}$$

$$\beta = \frac{E/E_0}{4(2\eta-1)(\eta+1)^2}\left[5\ln W_i\left(\frac{2\pi m_e}{2}\right)^{3/5} h^{-2/5} - 5\ln\frac{W_i}{kT_g} + \frac{2W_i}{kT_g} + 3\ln\eta + \frac{(2\eta-1)(\eta+1)}{\eta}\right]. \tag{11}$$

În condiţiile existente în întreruptoare se poate presupune că intervalul de timp în care se analizează fenomenul de întrerupere este scurt în comparaţie cu constantele de timp corespunzătoare schimbărilor geometriei arcului. Ca urmare, raportul dintre aria secţiunii transversale a arcului şi lungimea sa efectivă se poate considera constant, ceea ce conduce la anularea ultimului termen din membrul drept al ecuaţiei (9). Ecuaţia arcului a lui Rieder şi Urbanek poate fi deci scrisă sub forma :

$$\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t} = \alpha \frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t}\bigg|_{\text{Mayr}} + \beta \frac{\mathrm{d}(E/E_0)}{\mathrm{d}t}, \tag{12}$$

în care, constantele α şi β sînt definite, conform formulelor (10) şi (11), prin caracteristicile atomice ale gazului, gradientul de potenţial de-a lungul coloanei de arc şi temperatura coloanei arcului la un moment oarecare.

* Formulele celor două constante α şi β, prezentate de Rieder într-o lucrare mai recentă [17], diferă întrucîtva de formulele aceloraşi constante prezentate în lucrarea [16]. Relaţiile (10) şi (11) reproduc formulele din [17].

3.0 metodă de rezolvare a ecuaţiei lui Rieder şi Urbanek

Analizînd relaţiile de definiţie ale mărimilor α şi β, se poate vedea cu uşurinţă că de fapt ele nu sînt constante, deoarece sînt funcţii (implicite, prin intermediul parametrului $\eta = T_e/T_g$) de intensitatea cîmpului electric E şi acesta variază mult, imediat după trecerea prin zero a curentului întrerupt. Dependenţa celor doi coeficienţi α şi β de gradientul de potenţial din coloana de arc face ca soluţionarea ecuaţiei (9) a arcului electric să fie foarte dificilă.

Deoarece explicitarea dependenţei mărimilor α şi β de intensitatea cîmpului electric nu e practic posibilă, pentru rezolvarea ecuaţiei (12) autorul a considerat indicat să utilizeze o metodă de discretizare în raport cu parametrul η, nemenţionată în literatura de specialitate.

Pentru uşurinţă, raportul E/E_0 din ecuaţia de definiţie a coeficientului β a fost înlocuit cu expresia :

$$\frac{E}{E_0} = 2\sqrt{\eta(\eta-1)}, \tag{13}$$

dedusă din relaţia (2). De asemenea, s-a stabilit că este mai convenabil ca în ecuaţia arcului să se utilizeze, în locul lui β, un alt coeficient β_0 definit prin relaţia :

$$\beta_0 = -\frac{\sqrt{\eta(\eta-1)}}{2E_0(2\eta-1)(\eta+1)^2}\left[5\ln W_i\left(\frac{2\pi m_e}{2}\right)^{3/5} h^{-2/5} - 5\ln\frac{W_i}{kT_g} + \frac{2W_i}{kT_g} + 3\ln\eta + \frac{(2\eta-1)(\eta+1)}{\eta}\right]. \tag{14}$$

În aceste condiţii, ecuaţia (12) a arcului electric poate fi scrisă sub forma :

$$\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t} = \alpha_0 \frac{\mathrm{d}\ln g}{\mathrm{d}t} - \beta_0 \frac{du}{dt}, \tag{15}$$

unde, coeficientul $\alpha_0 \equiv \alpha$ iar coeficientul β_0, spre deosebire de β, nu mai depinde şi în mod explicit de intensitatea E a cîmpului electric, ci numai implicit, prin intermediul parametrului η, ca şi coeficientul α_0. Cu $\frac{\mathrm{d}\ln g}{\mathrm{d}t}$ s-a notat termenul corespunzător ecuaţiei arcului a lui Mayr, dat de relaţia :

$$\frac{\mathrm{d}\ln g}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t}\bigg|_{\text{Mayr}} = -\frac{1}{\vartheta} + \frac{1}{\vartheta P_0}ui \tag{16}$$

În ceea ce priveşte al doilea termen din membrul drept al ecuaţiei (15), acesta a fost scris

presupunînd coeficientul β raportat la unitatea de lungime a arcului. Se asigură astfel omogenitatea ecuației (15), păstrîndu-se în același timp și caracterul ei adimensional.

Se vede că ecuația (15) este o ecuație diferențială neliniară cu coeficienți variabili, care sînt funcții implicite de intensitatea cîmpului electric din coloana de arc : $\alpha_0 = \alpha_0[\eta(E)]$ și $\beta_0 = \beta_0[\eta(E)]$.

Dacă se presupune un anumit gaz de arc aflat la o anumită presiune și se aplică metoda discretizării în raport cu parametrul η, cu ajutorul formulelor (10) și (14) se pot determina alurile de variație a coeficienților α_0 (η) și $\beta_0(\eta)$. Pe de altă parte, pe baza relației (2) se poate determina alura de variație a raportului $\eta = T_e/T_g$ ca funcție de intensitatea cîmpului electric, η(E).

În figurile 1, 2 și 3 sînt prezentate rezultatele obținute în cazul în care se consideră azotul ca mediu de ardere a arcului și se presupune că presiunea gazului de arc are o valoare $h = 15$ atm.

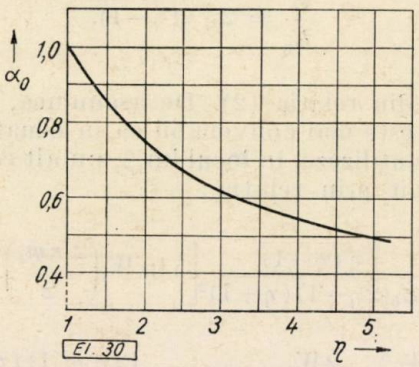


Fig. 1. — Variația coeficientului α_0 în funcție de parametrul $\eta = T_e/T_g$.

Calculele au fost efectuate cu ajutorul unui calculator numeric Hewlett Packard 9 100 B, pentru η variind în intervalul [1, 5] cu pasul $\Delta\eta = 0{,}01$.

În figura 1 este reprezentată alura de variație a coeficientului $\alpha_0(\eta)$. Se vede că α_0 descrește exponențial de la valoarea 1 corespunzătoare lui $\eta = 1$, respectiv situației de echilibru termic, scăzînd la aproximativ jumătate din valoarea inițială, atunci cînd temperatura electronilor ajunge să fie de cinci ori mai mare decît temperatura gazului.

Alura de variație a coeficientului $\beta_0(\eta)$ este redată în figura 2. Conform figurii 2 a, curba posedă două fronturi de tip exponențial, primul rapid crescător pînă la o valoare maximă notată cu β_{0M}, iar cel de-al doilea front lent descrescător către zero.

Pentru a avea o imagine mai clară a modului de variație a lui $\beta_0(\eta)$ pe prima porțiune a caracteristicii din figura 2 a, în figura 2 b s-a reprezentat, desfășurat, alura coeficientului variabil β_0 pentru valori ale lui η relativ apropiate de starea de echilibru a plasmei arcului electric.

În sfîrșit, în figurile 3 a și 3 b se prezintă curbele de variație a raportului dintre temperatura electronilor și temperatura gazului, în funcție de intensitatea cîmpului electric corespunzătoare domeniilor de variație a lui η din

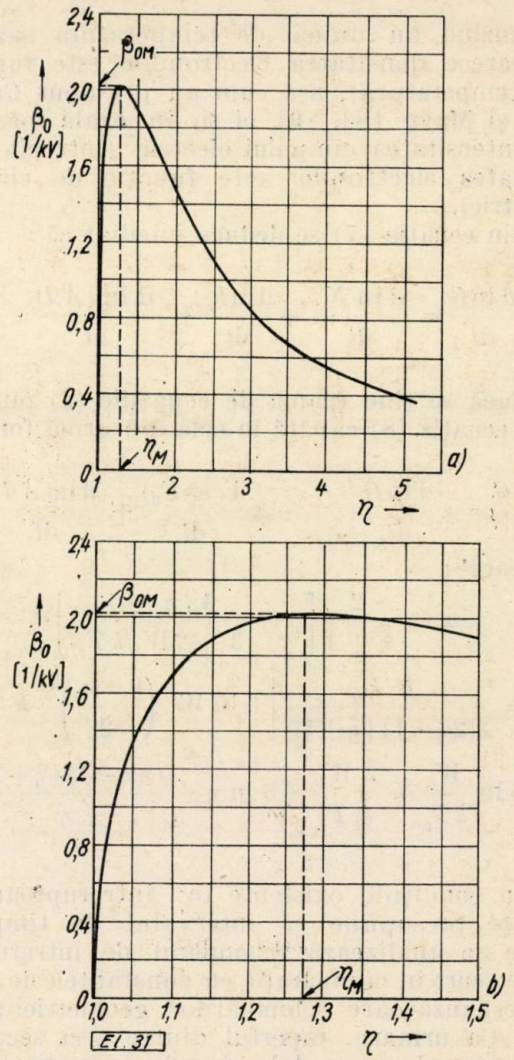


Fig. 2. Variația coeficientului β_0 în funcție de parametrul $\eta = T_e/T_g$.

figurile 2 a și 2 b. Din caracteristicile prezentate rezultă că, dacă pentru valori mici ale lui E, parametrul η are o variație parabolică, pe măsură ce cîmpul electric crește, alura curbei η (E) capătă un caracter liniar.

Evident că soluționarea ecuației (15) a arcului electric implică nu numai cunoașterea alurii de variație a coeficienților α_0 $[\eta(E)]$ și $\beta_0[\eta(E)]$. Sistemul format din ecuațiile (15) și (16) va trebui completat pentru a obține un sistem de ecuații univoc determinat în baza teoremei funcțiilor implicite.

4. Stabilirea modelului matematic

În cercetarea care a stat la baza acestei lucrări s-a studiat, cu ajutorul unui calculator

analogic, comportarea dinamică a unui arc electric cu reacţie. De aceea, ecuaţiilor (15) şi (16) ale arcului li s-au asociat ecuaţiile circuitului întrerupt.

O schemă foarte utilizată pentru reprezentarea unui circuit real, întrerupt cu ajutorul

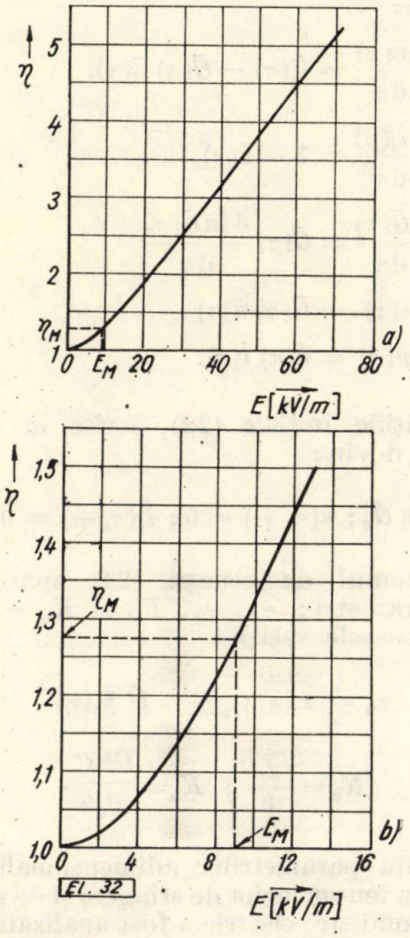


Fig. 3. — Variaţia parametrului $\eta = T_e/T_g$ în funcţie de intensitatea cîmpului electric E din coloana de arc.

unui întreruptor, este cea din figura 4, în care stabilitatea arcului este influenţată de capacitatea reţelei, situată în paralel cu intervalul de comutare.

Aplicînd teoremele lui Kirchhoff circuitului din figura 4 a, în varianta din figura 4b, în care întreruptorul a fost înlocuit prin conductanţa variabilă G a arcului electric, rezultă ecuaţiile :

$$L\frac{di_s}{dt} + u = u_s, \qquad (17)$$

$$i_c + i = i_s, \qquad (18)$$

unde :

$$i_c = C\frac{du}{dt}; \quad i = Gu, \qquad (19)$$

şi :

$$u_s = \sqrt{2}\,U\cos\,\omega t = \hat{U}\cos\,\omega t. \qquad (20)$$

Se presupune că circuitul este inductiv şi deci, că între curent şi tensiune există un defazaj de $\pi/2$. Datorită acestui fapt în zona din vecinătatea zeroului curentului, zonă unde se analizează comportarea circuitului, în locul

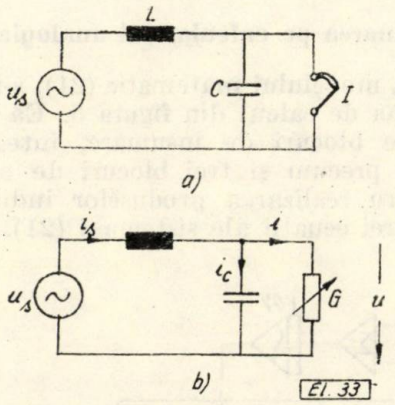


Fig. 4. — Schema de întrerupere a unui arc electric de curent alternativ.

tensiunii u_s din ecuaţia (20) se va considera valoarea sa maximă $\hat{U}$ = constant.

Pornind de la ecuaţiile diferenţiale ale arcului şi ale circuitului s-a stabilit un model matematic, care include şi cîteva relaţii de legătură, în scopul obţinerii unor informaţii suplimentare asupra comportării arcului electric, după trecerea prin zero a curentului întrerupt. A rezultat astfel următorul sistem de ecuaţii :

$$\begin{aligned}
\frac{\mathrm{d}\ln G(t)}{\mathrm{d}t} &= \alpha_0\frac{\mathrm{d}\ln g(t)}{\mathrm{d}t} - \beta_0\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t}\\
\frac{\mathrm{d}\ln g(t)}{\mathrm{d}t} &= -\frac{1}{\vartheta} + \frac{1}{\vartheta P_o}u(t)\,i(t)\\
\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} &= \frac{1}{C}i_s(t) - \frac{1}{C}G(t)\,u(t)\\
\frac{\mathrm{d}i_s(t)}{\mathrm{d}t} &= \frac{\hat{U}}{L} - \frac{1}{L}u(t) \qquad (21)\\
\frac{\mathrm{d}G(t)}{\mathrm{d}t} &= G(t)\frac{\mathrm{d}\ln G(t)}{\mathrm{d}t}\\
i(t) &= G(t)\,u(t)\\
p(t) &= u(t)\,i(t),
\end{aligned}$$

pentru care s-au presupus condiţiile iniţiale :

$$G(t_0+) = G_0\,; \quad u(t_0+) = 0\,; \quad i_s(t_0+) = 0. \qquad (22)$$

Rezolvarea sistemului de ecuaţii (21) pe un calculator analogic permite să se determine alurile de variaţie ale conductanţei arcului $G(t)$, tensiunii de arc $u(t)$, curentului prin arc $i(t)$, puterii dezvoltate în arc $p(t)$, precum şi

variaţiile în timp ale mărimilor $\frac{\mathrm{d}\ln g(t)}{\mathrm{d}t}$ şi $\frac{\mathrm{d}\ln G(t)}{\mathrm{d}t}$, pentru diferite valori ale parametrului $\eta(E)$.

5. Programarea pe calculatorul analogic

Pe baza modelului matematic (21), s-a întocmit schema de calcul din figura 5. Ea conţine o serie de blocuri de însumare, integrare şi inversare, precum şi trei blocuri de multiplicare pentru realizarea produselor indicate de ultimele trei ecuaţii ale sistemuui (21).

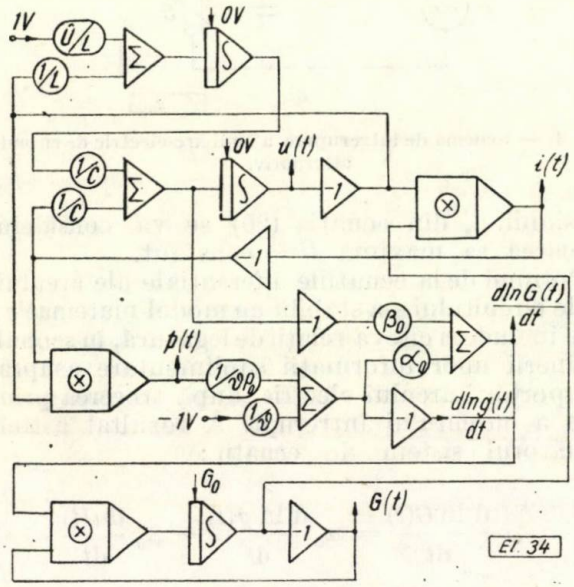


Fig. 5. — Schema de modelare a arcului electric descris de ecuaţia lui Rieder şi Urbanek.

Rezolvarea pe calculator analogic a sistemului de ecuaţii analizat implică în prealabil trecerea de la variabilele modelului matematic la variabilele calculatorului. În acest scop se pot folosi diferite transformări de scară. În cazul de faţă, deoarece în sistemul de ecuaţii (21) apare un număr mare de parametri (α_0, β_0, ϑ, P_0, $\hat{U}$, L şi C), s-a considerat indicată normarea sistemului astfel, încît să se reducă numărul lor. Pentru aceasta s-au introdus mărimile normate :

$$\tau = \frac{t}{\sqrt{LC}};\ \bar{G} = G\sqrt{\frac{L}{C}};\ \bar{g} = g\sqrt{\frac{L}{C}};\ \bar{u} = \frac{u}{\hat{U}}$$

$$\bar{i}_s = \frac{i_s}{\hat{U}^2}\sqrt{\frac{L}{C}};\ \bar{i} = \frac{i}{\hat{U}}\sqrt{\frac{L}{C}};\ \bar{p} = \frac{p}{\hat{U}^2}\sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (23)$$

Cu aceste noi variabile normate se obţine un sistem de ecuaţii adimensional, care constituie modelul matematic pentru calculator :

$$\begin{aligned}
\frac{\mathrm{d}\ln\bar{G}(\tau)}{\mathrm{d}\tau} &= \alpha_0\frac{\mathrm{d}\ln\bar{g}(\tau)}{\mathrm{d}\tau} - \gamma_0\frac{\mathrm{d}\bar{u}(\tau)}{\mathrm{d}\tau},\\
\frac{\mathrm{d}\ln\bar{g}(\tau)}{\mathrm{d}\tau} &= -K_a + K_b\bar{u}(\tau)\,\bar{i}(\tau),\\
\frac{\mathrm{d}\bar{u}(\tau)}{\mathrm{d}\tau} &= \bar{i}_s(\tau) - \bar{G}(\tau)\,\bar{u}(\tau),\\
\frac{\mathrm{d}\bar{i}_s(\tau)}{\mathrm{d}\tau} &= 1 - \bar{u}(\tau)\\
\frac{\mathrm{d}\bar{G}(\tau)}{\mathrm{d}\tau} &= \bar{G}(\tau)\frac{\mathrm{d}\ln\bar{G}(\tau)}{\mathrm{d}\tau}\\
\bar{i}(\tau) &= \bar{G}(\tau)\,\bar{u})\tau)\\
\bar{p}(\tau) &= \bar{u}(\tau)\,\bar{i}(\tau).
\end{aligned} \qquad (24)$$

iar condiţiile iniţiale (22), scrise în mărimi normate, devin :

$$\bar{G}(\tau_0+) = \bar{G}_0;\ \bar{u}(\tau_0+) = 0;\ \bar{i}_s(\tau_0+) = 0 \qquad (25)$$

În sistemul de ecuaţii (24) apar numai patru parametri : α_0, γ_0, K_a şi K_b — definiţi de următoarele relaţii :

$$\alpha_0 = \alpha_0(\eta);\ \gamma_0 = \hat{U}\,\beta_0(\eta) \qquad (26)$$

$$K_a = \frac{\sqrt{LC}}{\vartheta};\ K_b = \frac{\hat{U}^2 C}{P_0\vartheta}. \qquad (27)$$

Influenţa parametrilor adimensionali K_a şi K_b asupra fenomenelor de stingere şi de reaprindere ale unui arc electric a fost analizată într-o altă lucrare [21]. De aceea, în cercetarea care a stat la baza acestei lucrări s-a urmărit îndeosebi să se determine influenţa parametrilor $\alpha_0(\eta)$ şi $\gamma_0(\eta, \hat{U})$ asupra comportării arcului electric după trecerea prin zero a curentului întrerupt.

În cele ce urmează se prezintă o serie de rezultate obţinute pe calculator analogic cu privire la influenţa parametrului η şi implicit, a intensităţii cîmpului electric E, precum şi a tensiunii aplicate circuitului $\hat{U}$, asupra stingerii şi reaprinderii arcului electric.

Calculatorul analogic utilizat a fost de tipul MEDA 81 T. Schema de modelare corespunzătoare sistemului de ecuaţii (24) nu s-a mai reprezentat deoarece ea se obţine cu uşurinţă din schema de calcul reprezentată în figura 5. Schema de modelare reală a fost astfel realizată încît să permită utilizarea unui servomultiplicator tip SENAS 2/10, pentru efectuarea celor trei produse din modelul matematic (24), în scopul obţinerii unei precizii de calcul ridicate.

6. Date inițiale și rezultate de calcul

Sistemul de ecuații (24) a fost rezolvat pe calculator într-un număr foarte mare de variante, pentru diferite valori ale coeficienților K_a, K_b, α_0 și γ_0.

În decursul experiențelor efectuate cu ajutorul calculatorului analogic s-a stabilit, în primul rînd, că ponderea cea mai mare în ecuația arcului electric o are termenul corespunzător ecuației lui Mayr. Așa de pildă, existența unui regim de reaprindere sau a unui regim de stingere a arcului este determinată, în special de valorile coeficienților K_a și K_b.

De asemenea, s-a constatat că efectul parametrului η, respectiv al intensității cîmpului electric asupra comportării arcului nu este același în tot domeniul de variație considerat pentru η (E).

Studiul regimului de reaprindere. Așa cum s-a stabilit pe cale experimentală, pentru a obține un regim ferm de reaprindere a unui arc electric modelat pe baza ecuației lui Rieder și Urbanek este indicat ca între coeficienții K_a și K_b să existe relația $K_b > K_a$.

În tabela 1 sînt prezentate o serie de date de calcul cu care a fost rezolvat sistemul de ecuații (24) în vederea studierii condițiilor de reaprindere ale arcului. Trebuie precizat că datele inițiale de calcul au fost astfel alese încît să se obțină, cu ajutorul calculatorului analogic, înregistrări ale funcțiilor-soluții cît mai clare și mai sugestive. Sub aspect calitativ, concluziile ce se pot trage pe marginea rezultatelor obținute sînt însă valabile și la tensiuni mai mari.

Dintre soluțiile furnizate de calculator în cele 34 variante de calcul, în acestă lucrare se prezintă pentru exemplificare, cîte un set de curbe corespunzătoare funcțiilor-soluții $\bar{u}(\tau)$, $\bar{G}(\tau)$ și $\bar{i}(\tau)$ în condițiile $K_a = \text{ct}$, $K_b = \text{ct.}$, $\hat{U} = \text{ct.}$ și $\eta = \text{variabil}$ — în figurile 6—8.

Fiecare dintre figurile 6—8 conține cîte două diagrame, notate cu *A*) și *B*), care au fost obținute în condițiile:

$$\text{A)} \begin{cases} 0 \leqslant \beta_0 < \beta_{0M} \\ 1 \leqslant \eta < \eta_M \\ 0 \leqslant E < E_M \end{cases} \qquad \text{B)} \begin{cases} \beta_0 > \beta_{0M} \\ \eta > \eta_M \\ E > E_M \end{cases}$$

Din analiza acestor diagrame se constată că parametrul η (E) are o influență diferită asupra alurii caracteristicilor din diagramele notate cu *A*) față de influența pe care o are în diagramele notate cu *B*). De exemplu, din înregistrările redate în figura 6A se vede că, după trecerea prin zero a curentului, tensiunea de arc crește cu atît mai repede cu cît η este mai mare decît 1, pe cînd din înregistrările prezentate în figura 6 B se observă că viteza de creștere a tensiunii de arc variază invers proporțional cu η. Poate fi menționat de asemenea faptul că, așa cum rezultă din figura 8, curentul prin arc nu este practic influențat de dezechilibrul termic.

Studiul regimului de stingere. Pentru analiza regimului de stingere a unui arc electric descris de ecuația lui Rieder și Urbanek s-a constatat că este indicat ca între coeficienții K_a și K_b să existe raportul $K_a > K_b$.

Datele de calcul în care a fost soluționat sistemul de ecuații (24) în cazul studierii condițiilor de stingere ale arcului sînt prezentate în tabela 2. Alegerea lor s-a făcut după aceleași criterii ca în cazul precedent.

Dintre soluțiile obținute cu ajutorul calculatorului în cele 42 variante de calcul din tabela 2, în figurile 9—11 se prezintă un set de înregistrări ale tensiunii tranzitorii de restabilire,

Tabela 1

Condiții de reaprindere

K_a	0,5																	
K_b	2																	
η	1			1,05			1,25			1.5			2					
$\hat{U}$,kV	0,5	1,0	1,5	0,5	1,0	1,5	0,5	1,0	1,5	0,5	1,0	1,5	0,5	1,0	1,5	2,0		
η	3					4						5						
$\hat{U}$,kV	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0

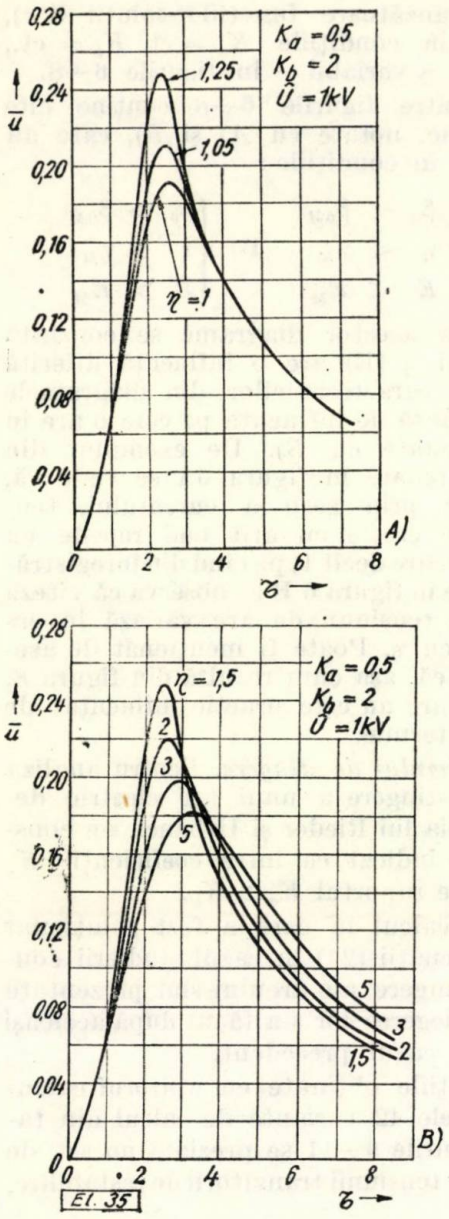


Fig. 6. — Variația în timp a tensiunii arcului electric în cazul reaprinderii.

$\bar{u}$ (τ) conductanței post-arc $\bar{G}$ (τ) și curentului post-arc $\bar{i}(\tau)$ în condițiile K_a = ct, K_b = ct, $\hat{U}$ = ct. și η = variabil.

Semnificația notațiilor *A*) și *B*) din figurile 9—11 este aceeași ca în figurile 6—8. Evident că și în cazul de față influența parametrului η (*E*) asupra alurii caracteristicilor prezentate depinde de limitele în care variază *E*.

Din diagramele notate cu A), în care $1 \leqslant \eta < \eta_M$ și respectiv, $0 \leqslant E < E_M$, se vede că atunci cînd parametrul η crește, viteza de creștere a tensiunii tranzitorii de restabilire se mărește, iar

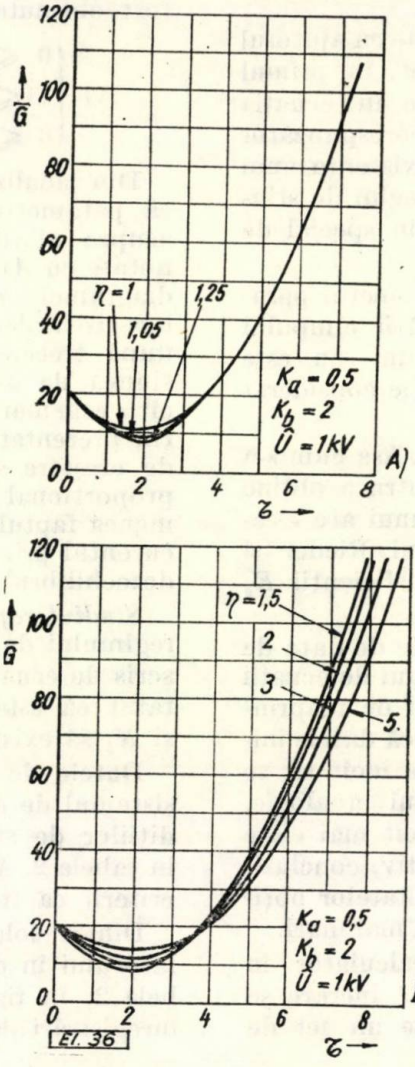


Fig. 7. Variația în timp a conductanței arcului în cazul reaprinderii.

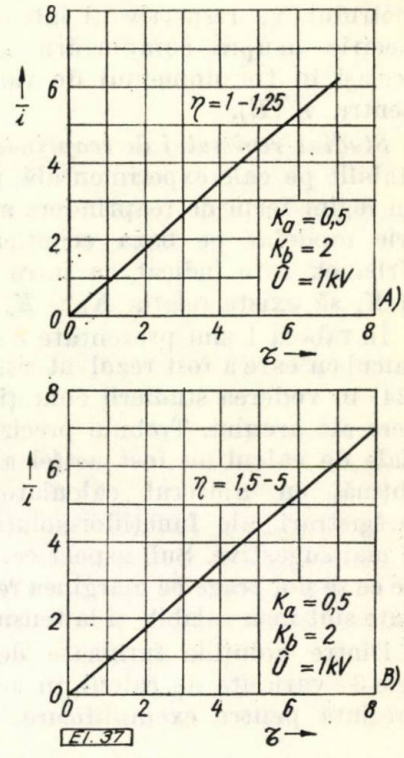


Fig. 8. — Variația în timp a curentului de arc în cazul reaprinderii.

Tabela 2

Condiții de stingere

K_a	2																							
K_b	0,5																							
η	1				1,01				1,25				1,5				2							
$\hat{U}$, kV	0,5	1,0	2,0	5,0	0,5	1,0	2,0	5,0	0,5	1,0	2,0	5,0	0,5	1,0	2,0	5,0	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	5,0	6,0	
η	3								4								5							
$\hat{U}$, kV	0,5	1,0	2,0	4,0	5,0	8,0	0,5	1,0	2,0	2,5	5,0	10	0,5	1,0	2,0	3,0	5,0	6,0	12					

conductanţa scade mai repede la zero. În ceea ce priveşte curentul post-arc, el este cu atît mai mic, ca de altfel şi puterea dezvoltată în arc, cu cît η (E) este mai mare.

Acest mod de comportare arată că stingerea arcului se va produce cu atît mai repede cu ce creşte tensiunea sursei, procesul de stingere a arcului este mai rapid.

7. Interpretarea rezultatelor obţinute.

a) Potrivit teoriei lui Rieder şi Urbanek, echilibrul termic este perturbat printr-o creştere rapidă a intensităţii cîmpului electric care apare atunci cînd tensiunea tranzitorie de restabilire creşte rapid de-a lungul unei coloane de arc slab conductoare [16].

Rezultatele experimentale obţinute pe calculator analogic, dintre care au fost selectate şi înregistrările prezentate în figurile 6—8; 9—11, indică o comportare dinamică a arcului electric conformă cu teoria lui Rieder şi Urbanek numai pentru valori ale intensităţii cîmpului electric $E < E_M$ şi corespunzător ale raportului $\eta < \eta_M$ (diagramele notate cu A).

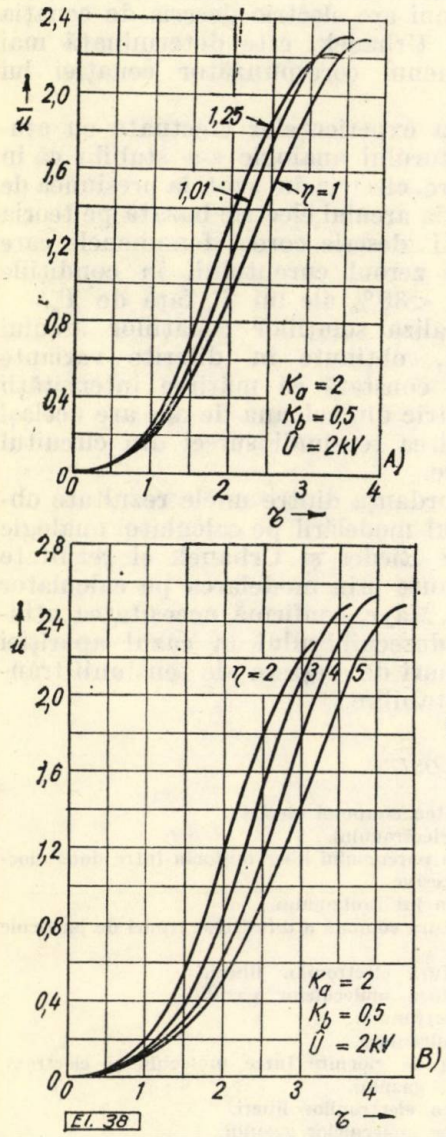


Fig. 9. — Variaţia în timp a tensiunii tranzitorii de restabilire în cazul stingerii.

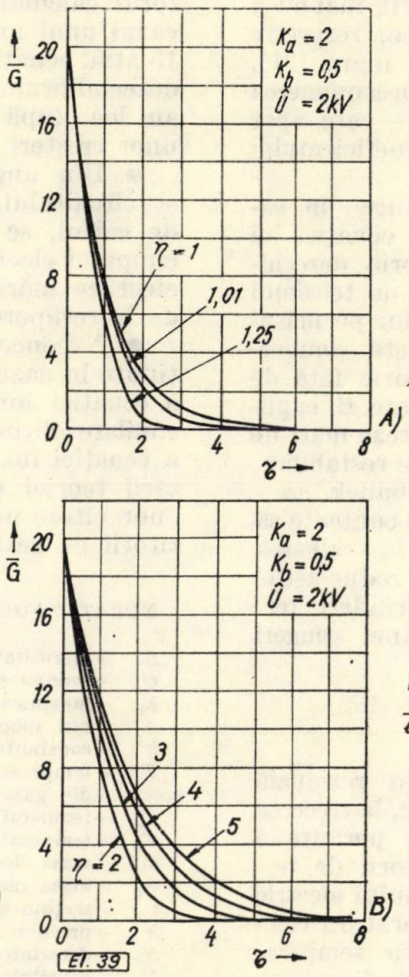


Fig. 10. Variaţia în timp a conductanţei post-arc în cazul stingerii.

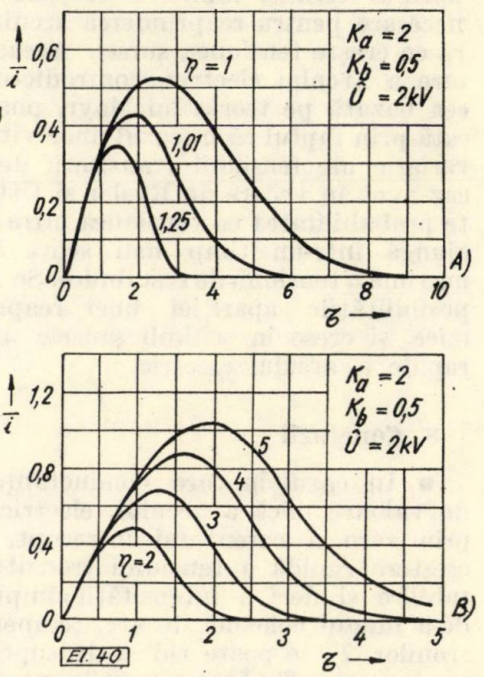


Fig. 11. Variaţia în timp a curentului post-arc în cazul stingerii.

cît raportul T_e/T_g este mai mare şi implicit, cu cît intensitatea cîmpului electric este mai mare.

În diagramele notate cu B), în care $\eta > \eta_M$ şi respectiv, $E > E_M$, efectul creşterii lui η asupra alurii soluţiilor sistemului de ecuaţii (24) este exact contrar celui din diagramele A).

Analizînd influenţa tensiunii aplicate circuitului de întrerupere asupra regimului de stingere al arcului electric, din înregistrările obţinute pe calculator se constată că pe măsură

Se poate spune deci că, pentru cazul analizat al unui arc electric în azot la presiunea de 15 atm., ecuaţia (15) a arcului electric descrie corect fenomenele care au loc, după trecerea prin zero a curentului în condiţiile unor creşteri pînă la 28% ale temperaturii electronilor faţă de temperatura gazului.

b) Influenţa tensiunii sursei asupra stingerii sau reaprinderii arcului nu este aceeaşi în cazul existenţei echilibrului termic în coloana de arc şi în cazul apariţiei dezechilibrului.

În cazul modelării arcului electric cu ajutorul ecuației lui Mayr, care se bazează pe teoria echilibrului termic și care se poate obține cu ușurință din ecuația lui Rieder și Urbanek pentru cazul $\eta = T_e/T_g = 1$, se constată că arcul electric se reaprinde cu atît mai ușor cu cît tensiunea aplicată circuitului este mai mare. Așa de pildă, din caracteristicile de variație în funcție de timp ale tensiunii de arc, ridicate cu ajutorul calculatorului analogic în cazul studierii condițiilor de reaprindere ale arcului se constată că tensiunea necesară pentru reaprinderea arcului este cu atît mai mică cu cît parametrul K_b este mai mare, respectiv cu cît tensiunea sursei este mai mare [21]. Observația implică în mod evident presupunerea că ceilalți parametri, ϑ, P_0 și C — care apar în relația (27) de definiție a coeficientului K_b, se mențin constanți.

Dimpotrivă, înregistrările obținute în cazul modelării arcului cu ajutorul ecuației lui Rieder și Urbanek bazată pe teoria dezechilibrului termic, indică o creștere a tensiunii necesare pentru reaprinderea arcului pe măsură ce crește tensiunea sursei. Această comportare a arcului electric, contradictorie față de cea bazată pe teoria lui Mayr, poate fi explicată prin faptul că în cazul unor viteze mari de variație ale tensiunii tranzitorii de restabilire, caz avut în vedere de Rieder și Urbanek, crește probabilitatea ca tensiunea între contacte să ajungă într-un timp mai scurt la valoarea maximă a tensiunii de restabilire. Se reduc astfel posibilitățile apariției unei reaprinderi termice și cresc în schimb șansele unei stingeri rapide a arcului electric.

8. Concluzii

● În cazul în care conductanța reziduală de valoare mică a arcului, electric, la trecerea prin zero a curentului întrerupt, permite o creștere rapidă a tensiunii tranzitorii de restabilire și deci a intensității cîmpului electric de-a lungul coloanei de arc, temperatura electronilor T_e se poate ridica deasupra temperaturii gazului T_g. În acest caz, pentru descrierea comportării dinamice a arcului electric nu mai este indicată ecuația lui Mayr, bazată pe existența unui echilibru termic în plasma arcului, ci trebuie utilizată ecuația lui Rieder și Urbanek.

● Întrucît ecuația arcului stabilită de Rieder și Urbanek are coeficienți variabili care sînt funcții implicite de gradientul de potențial din coloana de arc și a căror explicitare este practic imposibilă, pentru rezolvarea ei se propune o metodă de discretizare în raport cu parametrul $\eta = T_e/T_g$, în scopul determinării curbelor coeficienților variabili. Adoptarea unei alte forme de scriere a ecuației arcului electric, mai convenabilă rezolvării ei pe calculator, a condus la o ecuație diferențială neliniară cu doi coeficienți variabili α_0 [η(E)] și $\beta_0[\eta(E)]$.

● Rezolvarea sistemului de ecuații format din ecuația arcului electric și ecuațiile circuitului întrerupt se poate face pe un calculator analogic. Cu ajutorul acestuia s-a stabilit că existența unui regim de reaprindere sau de stingere a unui arc electric descris de ecuația lui Rieder și Urbanek, este determinată mai ales de termenul corespunzător ecuației lui Mayr.

● In urma experiențelor efectuate cu ajutorul calculatorului analogic s-a stabilit că în cazul unui arc electric în azot la presiunea de 15 atm, ecuația arcului electric bazată pe teoria dezechilibrului descrie corect fenomenele care au loc după zeroul curentului, în condițiile unor creșteri $<30\,\%$ ale lui T_e față de T_g.

● Din analiza soluțiilor ecuațiilor arcului și circuitului, obținute în diferite variante de calcul, se constată că mărirea intensității cîmpului electric din coloana de arc are același efect ca mărirea tensiunii sursei din circuitul de întrerupere.

● Neconcordanța dintre unele rezultate obținute în cazul modelării pe calculator analogic a ecuației lui Rieder și Urbanek și rezultate similare obținute prin modelarea pe calculator a ecuației lui Mayr, confirmă necesitatea utilizării teoriei dezechilibrului în cazul apariției unor viteze mari de creștere ale tensiunii tranzitorii de restabilire.

NOTAȚII FOLOSITE

- E — intensitatea cîmpului electric.
- e — sarcina electronului.
- λ_e — lungimea parcursului liber mijlociu între două ciocniri succesive.
- k — constanta lui Boltzmann.
- T — temperatura comună a diferitelor tipuri de particule din gaz.
- T_e — temperatura electronilor liberi.
- T_g — temperatura moleculelor gazului.
- m_e — masa electronului.
- m_g — masa moleculară.
- s — secțiunea de ciocnire între molecule și electroni.
- h — presiunea gazului.
- N_e — densitatea electronilor liberi.
- N_g — densitatea moleculelor gazului.
- W_i — energia de ionizare.
- V_i — potențialul de ionizare.
- b_e — mobilitatea electronilor.
- G — conductanța coloanei de arc.
- A — aria secțiunii transversale a coloanei de arc.
- l — lungimea coloanei de arc.
- g — conductanța arcului din ecuația lui Mayr.
- ϑ — constanta de timp termică a arcului din ecuația lui Mayr.
- P_0 — puterea pierdută de arc pe unitatea de lungime în regim staționar, presupusă constantă în ecuația lui Mayr.
- u — valoarea instantanee a tensiunii de arc.
- i — valoarea instantanee a curentului în arc.
- β_{0M} — valoarea maximă a coeficientului β_0.
- η_M — valoarea parametrului η corespunzătoare lui β_{0M}.
- E_M — valoarea intensității cîmpului electric E corespunzătoare lui η_M.
- L — inductanța circuitului întrerupt.

C — capacitatea echivalentă a rețelei.
I — întreruptorul încercat.
u_s — valoarea instantanee a tensiunii alternative a sursei.
i_s — curentul total prin circuitul de încercare.
i_c — curentul prin capacitatea echivalentă.
U — valoarea eficace a tensiunii alternative a sursei.
ω — pulsația tensiunii alternative a sursei.
$\hat{U}$ — valoarea de vîrf a tensiunii alternative a sursei.
p — puterea dezvoltată în arc pe unitatea de lungime.
t_0 — momentul ultimei treceri prin zero a curentului de scurtcircuit.
G_0 — valoarea conductanței arcului la trecerea curentului prin zero.

t, G, g, u, i_s, i, p, t_0, G_0 — mărimi reale.
τ, $\overline{G}$, $\overline{g}$, $\overline{u}$, $\overline{i}_s$, $\overline{i}$, $\overline{p}$, τ_0, $\overline{G}_0$ — mărimi normate.

Bibliografie

[1] *Slepian, J.* Extinction of a Long A—C Arc. În: Trans. AIEE, 49, apr. 1930, p. 521—530.

[2] *Slepian.I.* The Electric Arc in Circuit Interrupters. În: Journal, Franklin Institute, Philadelphia, Pa., 214, 1932, p. 413—442.

[3] *Teszner, S., Blase, J.* Nouvelle Contribution à l'étude des courants post-arc dans les interrupteurs à haute tension. Rap. 145, CIGRÉ, 1954.

[4] *Cassie, A. M.* The Physical Nature and Properties of Arcs. În: The Electrical Journal, London, 3 apr. 1959, p. 991—997.

[5] *Edels, H., Crawford, F.W.* The Determination of the Free Recovery of Gaps after Arc Interruption. Rap. 102, CIGRÉ 1956.

[6] *Edels, H., Ettinger, Y.* Arc Interruption and Thermal Reignition. În: Proc. IEE, part. A, 109, febr. 1962, p. 89—98.

[7] *Cassie, A. M.* A New Theory of Arc Rupture and Circuit Severity. Rap. 102, CIGRÉ 1939.

[8] *Mayr, C.* Beiträge zur Theorie des Statischen und des Dynamischen Lichtbogens. Archiv für Elektrotechnik, Berlin, 37, nr. 12, 1943, p. 558—608.

[9] *Mayr, C.* Über die Theorie der Lichtbogens und seine Löschung. În: Elektrotechnische Zeitschrift, Berlin, 64, nr. 49/50, 1943, p. 645—652.

[10] *Edels, H.* Arc Theory and Circuit Breaking. În: Electrical Review, 170. nr. 5, feb. 1962, p. 185—186.

[11] *Edels, H.* Arc Interruption and Circuit Breaking. În: Electrical Review, 171, nr. 26, dec. 1962, p. 1006—1010.

[12] *Edels, H., Fenlon, F. H.* A contribution to the study of thermal-arc interruption and reignition. În: Proc. IEE, 110, nr. 1, ian. 1963, p. 228.

[13] *Edels, H., Fenlon, F. H.* A theory of interruption and thermal-arc reignition. În: Proc. IEE, 110, nov. 1963, p. 2082—2092.

[14] *Lee, T. H., Greenwood, A. N., White, D. R.* Electrical Breakdown of High-Temperature Gases and its Implications in Post-Arc Phenomena in Circuit Breakers. In: IEEE Trans. Power App. and Syst., 84, nr. 12. dec. 1965, p. 1116—1124.

[15] *Lee, T. H., Greenwood, A. N.* The Mecanism of Thermal Breakdown of a High Temperature Gas and Its Implications to Circuit Breakers. Rap. 13—06, CIGRÉ 1968.

[16] *Rieder, W., Urbanek, J.* New aspects of curent-zero research on circuit-breaker regnition. A theory of thermal non-equilibrium arc conditions. Rap. 107, CIGRÉ 1966.

[17] *Rieder, W.* Plasma und Lichtbogen. Friedr. Vieweg and Sohn, Braunschweig 1967, 176 p.

[18] *Urbanek, J.* Zur Berechnung des Schaltverhaltens von Leistungsschaltern, eine erweiterte Mayr-Gleichung. În: ETZ—A, 93, nr. 7, iulie 1972, p. 381—385.

[19] *Engel, A.* von. Ionised Gases. Clarendon Press, Oxford, 1955, 281 p.

[20] *Finkelnburg, W., Maecker, H.* Elektrische Bögen und thermische Plasma. Handbuch der Physik, 22, Springer-Verlag, Berlin, 1956, p. 254—444.

[21] *Sasu, M.* Analiza stingerii și reaprinderii unui arc electric cu reacție modelat pe baza ecuației lui Mayr. Electrotehnica, 21, nr. 1, ian. 1973, p. 1—10.

Intrat în redacție la 5.XII.1972

Analiza indicatorilor energetici pentru motoarele de c. c. în cazul cuplului rezistent variabil cu viteza

ZAIRA MURGU* — Iași

CZ. 621.313.2.016.1 :621.3.016.33

În economia energetică, caracterizarea din punctul de vedere al diverselor acționări electrice se realizează obișnuit cu ajutorul a doi indicatori sintetici de bază: randamentul și consumul specific de energie.

În [1] am arătat că între cei doi indicatori se poate stabili o interdependență, prin intermediul echivalentului energetic al producției, obținînd indicatori energetici complecși, mărimi fără dimensiune, care pot arăta la un moment dat direct eficiența consumului de energie pe acționare. La stabilirea acestor indicatori este necesar în primul rînd cunoașterea bilanțului energetic pe motorul de acționare. Pentru aceasta, în cazul acționărilor cu motoare de c.c., este suficient să se determine randamentul și consumul neproductiv de energie pe motor, mărimi date de următoarele relații:

$$\eta = \frac{P_{mn} \cdot K_M \cdot K_n}{P_{mn} \cdot K_M \cdot K_n + \Sigma \Delta p} \quad \text{și} \quad \Delta A = \Sigma \Delta p \cdot \Sigma t. \tag{1}$$

În alte lucrări [2, 3] am arătat că valoarea și modul de variație în timp a lui η și ΔA depind de modul de excitație a motorului, de diagrama sa de sarcină, cît și de caracteristica mecanică pe care el lucrează.

În cele ce urmează ne propunem să analizăm randamentul și consumul neproductiv de ener-

* Dr. ing. *Zaira Murgu* este cercetător principal la Centrul de cercetări tehnice și fizice-Iași.

gie pentru principalele moduri de excitaţie a motorului de c.c., în cazul în care cuplul său rezistent este variabil cu viteza.

Vom considera mai întîi situaţia cuplului static proporţional cu viteza; $K_M = k_N \cdot n$, unde „n" este viteza motorului şi k_N o constantă ce depinde de procesul de lucru. Cazul este întîlnit la maşini de netezit şi lustruit hîrtie şi ţesături; caracteristica liniară a cuplului rezultă din faptul că, la viteze crescînde valţurile sînt presate între ele.

Apoi vom considera cazul cuplului static proporţional cu pătratul vitezei, $K_M = k'_N \cdot n^2$, caz întîlnit la maşinile de lucru cu efect centrifugal.

Pentru determinarea indicatorilor energetici în cazurile considerate este necesar a cunoaşte suma pierderilor în motor, care pentru un motor de c.c. este dată de relaţia:

$$\Sigma\Delta p = \Delta p_1 + \Delta p_2 + \Delta p_3 + \Delta p_{ex} = f_1(K_n) = f_2(K_M). \tag{2}$$

Considerînd că sarcina cerută de arborele motorului este variabilă în timp, pierderile se vor modifica în timp, urmînd îndeaproape diagrama de sarcină considerată.

În mod obişnuit în lucrări se exprimă indicatorii energetici medii pe ciclul de funcţionare [4].

În cele ce urmează vom analiza atît valorile instantanee, cît şi cele medii, pe ciclu de funcţionare, pentru η şi $\Sigma\Delta p$. Expresiile ce dau valorile medii s-au obţinut în funcţie de cuplul relativ echivalent; acesta este o mărime echivalentă din punct de vedere al pierderilor pe ciclu de funcţionare cu cuplul relativ care variază o dată cu sarcina [5].

Motorul derivaţie

Pentru cuplul proporţional cu viteza, la funcţionarea motorului pe caracteristica mecanică naturală, curentul în circuitul principal al motorului este dat de relaţia:

$$I = \frac{9{,}81 \cdot M/10^{-8}}{N \cdot p \cdot \Phi/2 \cdot \pi \cdot a_c} = \frac{M_n \cdot K_M}{k_m \cdot \Phi} = \frac{k_N \cdot n_n \cdot K_n \cdot M_n}{c_m}.$$

În acest caz, ţinînd seama de relaţia (1), indicatorii energetici devin:

$$\Delta A = \Sigma t \cdot F_1(K_n), \quad \eta = \frac{P_{mn} \cdot k_N \cdot n_n \cdot K_n^2}{P_{mn} \cdot k_N \cdot n_n \cdot K_n^2 + F_1(K_n)}, \tag{3}$$

unde:

$$F_1(K_n) = \Delta p_{ex} + \Delta p_{1n} K_n^2 + \Delta p_{2n} k_N n_n K_n + \Delta p_{3n} \cdot k_n^2 n_n^2 K_n^2, \tag{4}$$

deoarece, după cum am arătat în lucrările precedente, la funcţionarea motorului derivaţie pe caracteristica mecanică naturală, suma pierderilor poate fi exprimată astfel;

$$\Sigma\Delta p = \Delta p_{ex} + \Delta p_{1n} K_n^2 + \Delta p_{2n} \cdot K_M + \Delta p_{3n}, K_M^2. \tag{5}$$

Considerînd că viteza variază liniar în timp putem scrie: $K_M = a_x \cdot t$, unde a_x este o constantă. Ţinînd seama de expresia (4) şi neglijînd variaţia lui Δp_1 (ceea ce nu introduce erori importante), consumul neproductiv de energie se determină astfel:

$$\Delta A = \int_0^{t_c} (\Delta p_{1n} + \Delta p_{ex}) \cdot \mathrm{d}t + \Delta p_{2n} \int_0^{t_c} a_x \cdot t \cdot \mathrm{d}t +$$

$$+ \Delta p_{3n} \int_0^{t_c} a_x^2 \cdot t^2 \cdot \mathrm{d}t = (\Delta p_{1n} + \Delta p_{ex}) t_c +$$

$$+ \left[\left(\frac{a_x \cdot \Delta p_{2n}}{2} + \frac{a_x^2 \cdot t_c \cdot \Delta p_{3n}}{3} \right) \right] \cdot t_c^2. \tag{6}$$

Am reprezentat în figura 1 prin curba *1*, graficul consumului neproductiv de energie obţinut plecînd de la relaţia (6). Se constată o creştere parabolică a consumului de energie odată cu timpul.

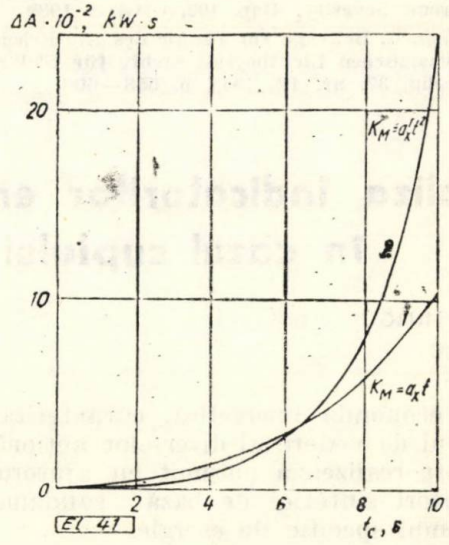


Fig. 1.

Putem determina valoarea medie a indicatorilor energetici pe ciclu de funcţionare, dacă în expresia (5) înlocuim K_M prin K_{Mech}. Particularizînd, pentru cazul sarcinii proporţionale cu viteza, relaţia lui $K_{M\,ech}$ (dată în [2]), cuplul relativ echivalent rezultă:

$$K_{M\,ech} = \frac{-z}{2} + \sqrt{\frac{z^2}{4} + t_c \cdot a_x \left(\frac{z}{2} + \frac{t_c \cdot a_x}{3} \right)}, \tag{7}$$

unde $z = \Delta p_{2n}/\Delta p_{3n}$ — raportul pierderilor variabile.

Aplicînd relaţia (7) la o serie de motoare se constată că, pentru sarcină liniară, $K_{M\,ech}$ creşte faţă de sarcina constantă medie, de 1,14 ori.

În cazul funcţionării motorului pe caracteristici mecanice artificiale, ponind de la expresiile acestor caracteristici şi a curentului şi urmărind acelaşi raţionament ca mai sus, se ajunge la expesiile indicatorilor energetici. Indicatorii se exprimă în mod unitar în funcţie de viteza relativă. Indicatorii medii pe ciclul de funcţionare se obţin prin particularizarea expresiei lui $K_{M\,ech}$ dată în [2], în raport cu caracteristică mecanică analizată şi cu sarcina variabilă cu viteza.

Astfel, de exemplu, la reglajul de viteză realizat prin introducerea de rezistenţe în circuitul indus, pentru cuplul relativ echivalent s-a obţinut expresia:

$$K_{M\,ech} = \frac{1}{(z + \delta_{n\,med})\cdot t_c}\cdot\left(\frac{a_x t_c^2}{2} + \frac{K_R a_x^2 t_c^3}{3}\right). \quad (8)$$

În acest caz, din aplicarea relaţiilor, se constată un consum neproductiv egal cu cel obţinut în cazul sarcinii constante medii. Faţă de funcţionarea pe caracteristica mecanică naturală el creşte în jur de 1,5 ori.

În cazul reglajului de viteză prin modificarea fluxului inductor sau a tensiunii de alimentare, bilanţul energetic este asemănător; valorile lui ΔA sînt mult apropiate de cele obţinute în cazul caracteristicii mecanice naturale. Valorile lui $K_{M\,ech}$ sînt mai mici decît în cazul caracteristicii mecanice naturale, dar se păstrează mai mari decît la modificarea rezistenţei circuitului indus.

În cazul şuntării indusului, consumul de energie neproductiv este mare; bilanţurile energetice se apropie de cazul în care se introduc rezistenţe în circuitul indus.

Cînd cuplul static este proporţional cu pătratul vitezei la funcţionarea motorului pe caracteristica mecanică naturală, se obţin pentru indicatorii energetici expresiile:

$$\Delta A = \Sigma t\cdot F_2(K_n), \quad \eta = \frac{P_{mn}\cdot k'_N\cdot n_n^2\cdot K_n^3}{P_{mn}\cdot k'_N\cdot n_n^2\cdot K_n^3 + F_2(K_n)}, \quad (9)$$

unde:

$$F_2(K_n) = \Delta p_{ex} + \Delta p_1 K_n^2 + \Delta p_{2n} n_n^2 k'_N K_n^2 + \Delta p_{3n} k'^2_N n_n^4 K_n^4.$$

În acest caz, la o variaţie liniară în timp a vitezei avem $K_M = a'_x t^2$ şi atunci consumul de energie va fi:

$$\Delta A = \int_0^{t_c} (\Delta p_1 + \Delta p_{ex})\,\mathrm{d}t + p_{2n}\int_0^{t_c} a'_x\cdot t^2\cdot \mathrm{d}t + \Delta p_{3n}\int_0^{t_c} a'^2_x\cdot t^4\cdot \mathrm{d}t = (\Delta p_{1n} + \Delta p_{ex})\cdot t_c + \Delta p_{2n} a'_x\cdot t_c^3/3 + \Delta p_{3n}\cdot a'^2_x\cdot t_c^5/5. \quad (10)$$

În figura 1, curba *2* reprezintă graficul consumului neproductiv plecînd de la relaţia (10). Cuplul relativ echivalent în acest caz este dat de relaţia:

$$K_{M\,ech} = \frac{-z}{2} + \sqrt{\frac{z^2}{4} + a'_x\cdot t_c^2\left(\frac{z}{3} + \frac{a'_x\cdot t_c^2}{5}\right)}. \quad (11)$$

Acesta înlocuit în expresia (5) ne dă valoarea medie a pierderilor pe ciclu de funcţionare, cu care prin intermediul relaţiilor (1) determinăm indicatorii energetici medii.

Din analiza acestor relaţii şi a datelor de calcul obţinute s-a constatat o creştere a consumului neproductiv; faţă de cazul sarcinii proporţionale cu viteza, $K_{M\,ech}$ creşte de 1,2 ori, iar faţă de cazul sarcinii constante medii de 1,4 ori.

La funcţionarea pe caracteristici mecanice artificiale însă se constată că în cazul sarcinii de tip ventilator consumurile neproductive sînt mai mici decît în cazul sarcinii constante de valoare medie şi în special ceva mai mici decît pentru sarcina proporţională cu viteza.

Motorul serie

În cazul cuplului static proporţional cu viteza la funcţionarea pe caracteristica mecanică naturală indicatorii energetici sînt daţi tot de expresiile (3) în care $F_1(K_n)$ este înlocuit cu $F_3(K_n)$ deoarece suma pierderilor în motorul serie este diferită de cel derivaţie; pentru cazul liniarizării caracteristicii de magnetizare avem relaţiile de mai jos:

$$\Sigma\Delta p = \Delta p_{1n} K_n^2 + \Delta p_{2n}\sqrt{K_m} + \Delta p_{3n}\cdot K_M$$

şi atunci avem:

$$F_3(K_n) = \Delta p_{1n}\cdot K_n^2 + \Delta p_{2n}\sqrt{k_N\cdot n_n K_n} + \Delta p_{3n}\cdot k_N n_n K_n. \quad (12)$$

Relaţiile dau rezultate suficient de precise pentru practică. Pentru mai multă precizie se poate exprima caracteristica de magnetizare cu o parabolă; astfel, pentru o parabolă de gradul 2, suma pierderilor în motorul serie capătă forma:

$$\Sigma\Delta p = p_{1n}\, a/K_M^{2/3} + \Delta p_{2n}\cdot K_M^{2/3} + \Delta p_{3n}\cdot K_M^{4/3},$$

Tabela 1

Proprietăţile lacului de impregnare C 51–M

Denumirea caracteristicii	Lac impregnare C 51M
Viscozitatea, cupa Ford 4, la temperatura de 20 °C, s	40
Conţinut în substanţe nevolatile, %	57,5
Acţiunea lacului de impregnare asupra conductorului emailat, tip ET (NID 8516–70), duritate de creion	2 H
Acţiunea lacului de impregnare asupra conductorului neemailat (N I D 1046–66)	nici o culoare
Uscarea peliculei în strat subţire, grad de uscare	3
Uscarea lacului în strat gros, aspectul stratului	apar băşici interioare
Absorbţia de apă, după menţinere 96 ore, %	1,9
Aderenţa peliculei de lac la ţesătura sticlă-metal *, kgf/cm²	18,0
Rezistenţa peliculei de lac la ulei mineral, după 7 zile la temperatura de 105°C	coresp.
Rigiditatea dielectrică, KV/mm — în condiţii normale — după menţinere 48 ore la 95% U.R. — la temperatura de 130° C	 95 30 53
Rezistivitatea de volum, Ω cm — în condiţii normale — după menţinere 96 ore în apă	 1.10^{14} 4.10^{11}
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz. — în condiţii normale — la temperatura de 130°C	 0,016 0,052
Comportarea la soluţie amoniacală, 5%	nu rezistă

* Determinări la temperatura camerei

Pentru impregnarea înfăşurărilor maşinilor electrice supuse la solicitări termice, ca spre exemplu echipament pentru maşinile de tracţiune, echipament electric pentru macarale, echipament electric pentru laminoare etc., trebuie să se folosească un lac de impregnare cu caracteristici termice şi electrice superioare acelora prezentate mai înainte. Pentru obţinerea unor astfel de lacuri de impregnare în literatură se citează mai multe tipuri de răşini sintetice. În funcţie de componentul principal acestea au la bază fie o răşină poliesterică saturată [3], sau o răşină poliimidică modificată [3], [4]. Răşinile poliesterice saturate se modifică de obicei cu o răşină epoxidică [5], cu un diizocianat sau cu un amestec de poliimidă şi un diizocianat [4]. Răşinile poliimidice se modifică în general cu o răşină poliesterică saturată [4] sau cu un diizocianat [4], [6] sau cu amestecul lor. Răşinile poliimidice nemodificate oferă produselor realizate cu ele cea mai mare rezistenţă termică [7]. Astfel o răşină poliimidică nemodificată dă o durată de viaţă la temperatura de 220°C mai mare de 50.000 ore [7]. Asemenea lacuri de impregnare având ca liant răşinile poliimidice nemodificate prezintă dificultăţi de ordin tehnologic, fapt ce a condus pe specialişti la modificarea lor, obţinîndu-se în final lacuri pentru clasa F către H sau H (180°C), conform lucrărilor [3], [4], [5], [6], [7].

Tabela 2

Proprietăţile lacului de impregnare SIB 755

Denumirea caracteristicii	Lac de impregnare SIB 755
Viscozitatea, cupa Ford 4, s. — la temperatura de 20 °C — după menţinere la temperatura de 50 °C	 80 108
Conţinutul în substanţe nevolatile, *% Punct de inflamabilitate, °C	 55
Punct de inflamabilitate, °C	27
Acţiunea lacului de impregnare asupra conductorului emailat, tip ET (NID 8516), duritate de creion	H
Acţiunea lacului de impregnare asupra conductorului de cupru neemailat (NID 1046–66)	nici o schimbare de culoare
Flexibilitatea peliculei de lac, Φ–3 mm	coresp.
Uscarea peliculei de lac, grad de uscare	1
Aderenţa peliculei de lac, ţesătură de sticlă-metal, kgf/cm — în condiţii normale — la temperatura de 155°C	 44 3
Uscarea lacului în strat gros, aspectul stratului	interior cu bule **
Capacitatea de coacere, grad de reticulare — la temperatura de 155 °C	 2,33
Absorbţia de apă, după menţinere 96 ore, %	0,65
Rezistenţa peliculei de lac la ulei mineral, după 96 ore la 105°C	coresp.
Rigiditatea dielectrică, kV/mm — în condiţii normale — la temperatura de 155 °C	 48 32
Rezistivitatea de volum, Ω cm — în condiţii normale — după menţinere 96 ore în apă	15 5,9.1012 1,5.10
Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la temp. de 155°C	0,13

* 4 ore la temperatura de 130 °C; **10 ore la temperatura de 150 °C; în 8 ore la 150 °C lacul nu usucă).

Metodele clasice pentru determinarea anduranței sau temperaturii limită de funcționare a lacurilor de impregnare au la bază următoarele criterii : pierderi în greutate (max. 30%), încercarea la o tensiune constantă și formarea de fisuri. În lucrarea [7] se indică și alte criterii, cum ar fi constanta dielectrică și tangenta unghiului de pierderi dielectrice. Aceste metode sînt distructive și încorporează și efectul îmbătrînirii necontrolate [7]. Cele mai însemnate metode pentru determinarea comportării termice a rășinilor pentru lacuri, fiind în același timp moderne, rapide și cu o largă aplicabilitate, sînt în special următoarele : analiza torsională pe suport, (TBA *), analiza termică diferențială (DTA *) și analiza termogravimetrică (TGA *). În lucrarea [8] s-au prezentat ultimele 2 metode, aplicate la produse avînd ca suport hîrtie de mică.

În cursul anului 1971, la ICME-București s-au introdus în fabricație conform unui Know-how trei tipuri de lacuri de impregnare destinate în special pentru impregnarea bobinajelor mașinilor și aparatelor electrice ce vor funcționa la temperatura de 155°C, pentru clasa F de izolație termică.

În funcție de natura componentului principal, conform NID 3008—71, acestea sînt denumite astfel :

— lac de impregnare tip C—71, pe bază de rășini poliuretanice ;

— lac de impregnare, tip C—81, pe bază de rășină poliesterică saturată (tereftalică) ;

— lac de impregnare , tip C—82, pe bază de rășină poliesterică modificată cu imide.

În continuare se prezintă proprietățile lacurilor de impregnare, care au fost determinate conform NID 3008—71, iar această normă a avut ca bază pentru redactare, atît pentru valorile impuse în normă, cît și pentru metodele de determinare, norma germană VDE 0360/Teil 1, precum și STAS 7543—66.

În tabela 3 se prezintă proprietățile lacurilor de impregnare, obținute pe lac ca atare, de unde se constată că : viscozitatea lacurilor de impregnare nu se modifică după menținere la temperatura de 50°C, ceea ce indică că aceste lacuri de impregnare au o reactivitate redusă la temperaturi scăzute; solventul lacului de impregnare nu acționează asupra peliculei de rășină de emailare, dacă pelicula de rășină de emailare s-ar fi înmuiat ar fi însemnat că ea nu a fost suficient de coaptă, sau că rășina a avut grupe reactive.

Lucrîndu-se în condițiile indicate în NID 3008—71 și conform STAS pe conductori neemailați înfășurați cu fire de sticlă, conform NID 1046 — 66, se constată că reticularea rășinii de impregnare a avut loc și datorită unei acidități scăzute, cuprul nu este corodat și deci nu apar modificări de schimbare a culorii.

* S-a menținut prescurtarea americană.

Tabela 3

Proprietățile lacurilor de impregnare ca atare

Denumirea caracteristicii determinată conform NID 3008—71	Lacuri de impregnare			
	Valorile din normă	C—71	C—81	C—82
Diluabilitatea lacului de impregnare, p+	minimum 1 ;1	corespunde		
Conținut în substanțe nevolatile, %	minimum +	44,6	48,6	49,5
Viscozitatea lacului, cupa Ford 4				
— la temperatura de 20°C	+ +	29,6	37,4	48,6
— după menținere timp de 96 ore la temperatura de 50°C	+ + +	38	38	40
Punct de inflamabilitate, °C	minimum 25	26	31	31
Acțiunea lacului de impregnare asupra conductorului emailat tip ET sau ETS (NID 8 516—70) duritate de creion.	minimum H	>2H	>2H	>2H
Acțiunea lacului asupra conductorului de cupru neemailat (NID 1046—66)	+ + + +	nici o culoare		

p + o parte lac de impregnare la o parte amestec de solvenți compus din : 35% metilglicolacetat ; 35% acetat de butil și 30% xilen.

\+ Pentru tip C—71 : 43±5%, iar pentru tipurile C—81 și C—82 : 48±5%

\+ + Pentru tip C—71 : 30±5 s, iar pentru tipurile C—81 și C—82 : 38 ± 5 s și respectiv 50 ± 5 s.

\+ + + Valoare minimă : de maximum 5 ori valoarea inițială, determinată la temperatura de 20 °C.

\+ + + + Timp de uscare :

lac de impregnare C—71, impregnarea I : 1 oră la 120° + 1 oră la 140°C + 1 oră la temperatura de 160°C, impregnarea II : 2 ore la 120°C + 2 ore la 140°C + 8 ore la 160°C ;

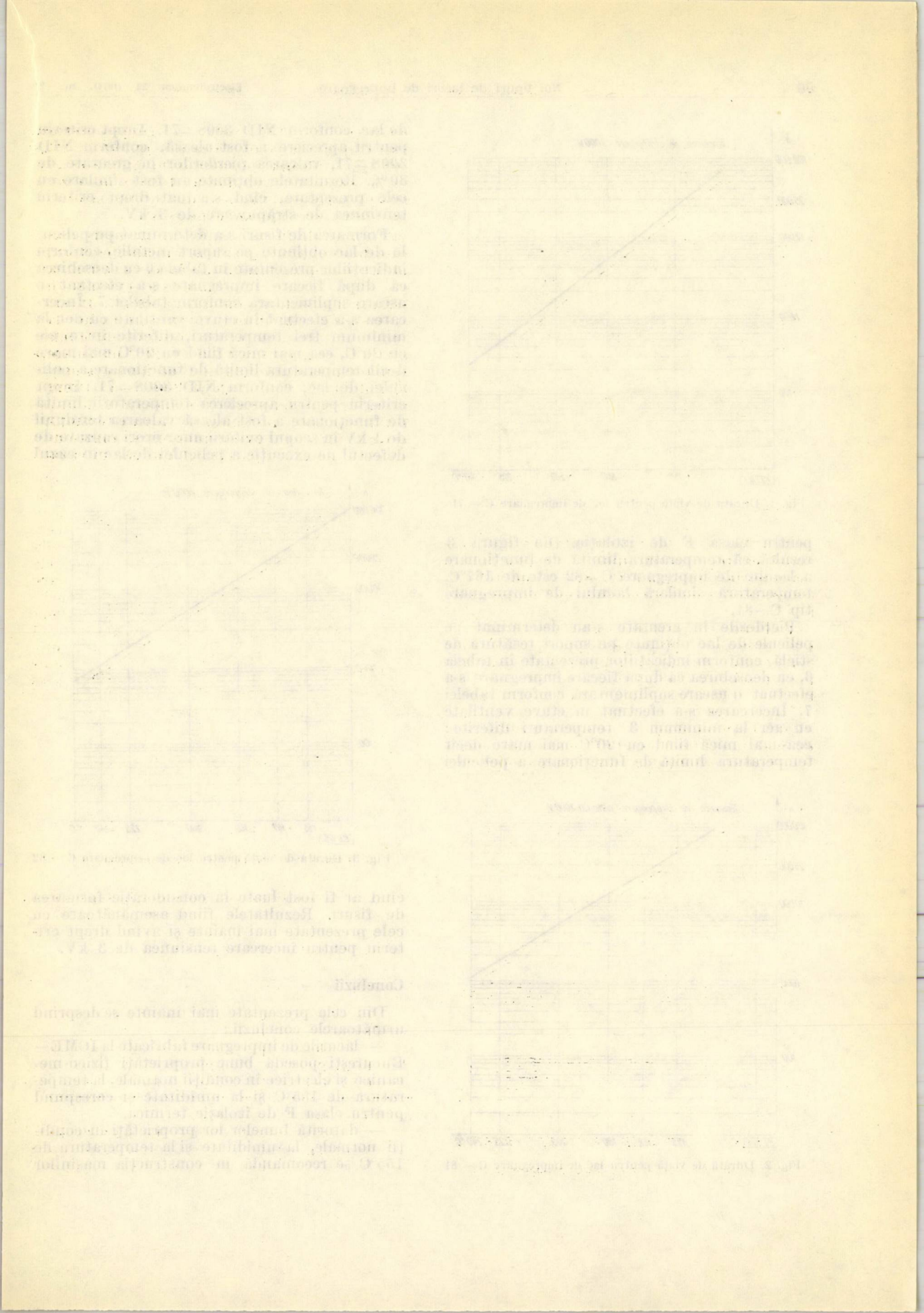
lac de impregnare C—81 și lac de impregnare C—82, impregnarea 1 :3 ore la 120°C + 2 ore la 140°C, impregnarea II 6 ore la 120°C + 4 ore la 140°C.

În tabela 4 se prezintă proprietățile lacurilor de impregnare pe diferite suporturi. Uscarea suporturilor pentru aderență s-a efectuat în condițiile indicate în această tabelă

Aderența peliculei de lac s-a executat pe țesătură de sticlă tip electrotehnic cu un gramaj de 35 g/m², cu un dispozitiv prezentat în figura 2, conform NID 3008—71, la o mașină universală de tracțiune, la o viteză de circa 60 m/min. Lacurile de impregnare posedă o bună aderență la temperatura de 155°C, fapt ce indică că reticularea rășinii de impregnare a avut loc și deci lacul de impregnare nu este termoplastic la temperatura de 155°C.

Uscarea în strat gros s-a efectuat conform NID 3008—71. Aspectul stratului fiind corespunzător NID 3008—71, este superior aceluia prezentat în tabela 2.

Prin menținerea stratului gros după uscare, la temperatura de 165°C se constată că acesta



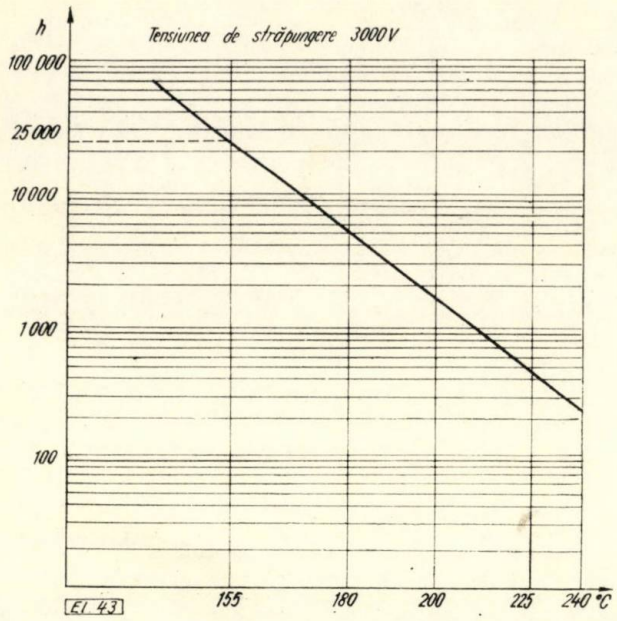


Fig. 1. Durata de viaţă pentru lac de impregnare C — 71

pentru clasa F de izolaţie. Din figura 3 rezultă că temperatura limită de funcţionare a lacului de impregnare C—82 este de 167°C, temperatură similară lacului de impregnare tip C—81.

Pierderile în greutate s-au determinat pe pelicule de lac obţinute pe suport ţesătură de sticlă, conform indicaţiilor prezentate în tabela 6, cu deosebirea că după fiecare impregnare s-a efectuat o uscare suplimentară conform tabelei 7. Încercarea s-a efectuat în etuve ventilate cu aer la minimum 3 temperaturi diferite: cea mai mică fiind cu 20°C mai mare decît temperatura limită de funcţionare a peliculei

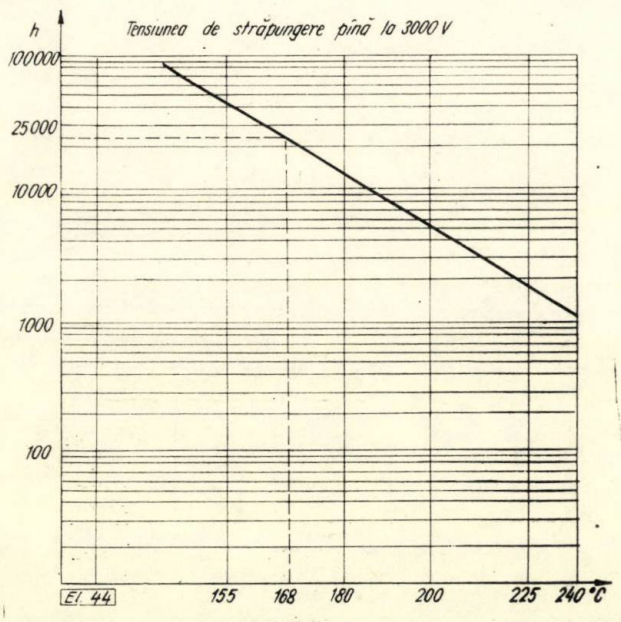


Fig. 2. Durata de viaţă pentru lac de impregnare C — 81

de lac conform NID 3008—71. Drept criteriu pentru apreciere a fost aleasă, conform NID 3008—71, valoarea pierderilor în greutate de 30%. Rezultatele obţinute au fost similare cu cele prezentate, cînd s-a luat drept criteriu tensiunea de străpungere de 3 kV.

Formarea de fisuri s-a determinat pe peliculele de lac obţinute pe suport metalic, conform indicaţiilor prezentate în tabela 6 cu deosebirea că după fiecare impregnare s-a efectuat o uscare suplimentară conform tabelei 7. Încercarea s-a efectuat în etuve ventilate cu aer la minimum trei temperaturi, diferite între ele cu 20°C, cea mai mică fiind cu 20°C mai mare decît temperatura limită de funcţionare a peliculei de lac, conform NID 3008—71. Drept criteriu pentru aprecierea temperaturii limită de funcţionare a fost aleasă valoarea tensiunii de 1 kV în scopul evitării unor erori cauzate de defectul de execuţie a peliculei de lac în cazul

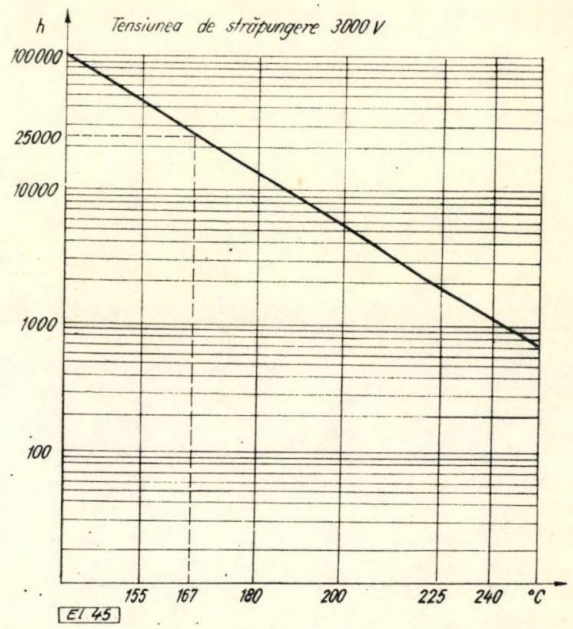


Fig. 3. Durata de viaţă pentru lac de impregnare C — 82

cînd ar fi fost luate în consideraţie formarea de fisuri. Rezultatele fiind asemănătoare cu cele prezentate mai înainte şi avînd drept criteriu pentru încercare tensiunea de 3 kV.

Concluzii

Din cele prezentate mai înainte se desprind următoarele concluzii:

— lacurile de impregnare fabricate la ICME—Bucureşti posedă bune proprietăţi fizico-mecanice şi electrice în condiţii normale, la temperatura de 155°C şi la umiditate şi corespund pentru clasa F de izolaţie termică.

— datorită bunelor lor proprietăţi în condiţii normale, la umiditate şi la temperatura de 155°C se recomandă în construcţia maşinilor

şi aparatelor electrice la impregnarea bobinajelor pentru clasa F de izolaţie termică.

— lacul de impregnare C—71, avînd la bază o răşină poliuretanică se recomandă în special pentru impregnarea bobinajelor aparatelor pentru clasa F, destinate să funcţioneze la frecvenţe înalte.

Bibliografie

[1] *Nicola, Gr.* şi *Cireaşă, V.* Lacuri şi adezivi pentru electrotehnică. In: Materiale Plastice, vol. 7, nr. 3, 1970, p. 138—143.

[2] Grupul industrial lacuri şi vopsele. Catalog „Lacuri şi vopsele" fişa 3.11. fişa 3.15.

[3] C.A. 66, 1967, p. 11 428 j.

[4] C.A. 67, 1967, p. 177 083 z.

[5] C.A. 64, 1965, p. 6881 e.

[6] C.A. 67, 1967, p. 67.898 n.

[7] *Frazer, A.* High temperature resistant polymers, New-York, Editura Interscience Publishers, 1968.

[8] *Berinde, V.* Utilizarea metodelor termoanalitice la determinarea duratei de funcţionare a materialelor organice. A III-a Conferinţă, a Electrotehnicienilor. Bucureşti 22—23 septembrie 1972.

[9] *Nicola Gr.* Influenţa finişului asupra proprietăţilor sticlotextolitului cu răşini fenoloformaldehidice modificate. În: Electrotehnica vol. 17, nr. 3., 1969, p. 100—106.

Intrat în redacţie la 29.III.1973

Consideraţii privind funcţionarea instalaţiilor de măsurare a curentului continuu prin compensarea automată a fluxului magnetic

AXENTE STOICA* — Bucureşti

CZ 621.317.311.082.71

Multitudinea factorilor care trebuie avuţi în vedere la utilizarea şunturilor etalon, în domeniul curenţilor continui de valoare foarte ridicată, precum şi faptul că pentru etalonarea unui asemenea şunt este necesară o schemă complexă de transmitere a unităţii de măsură, cu multiple trepte de trecere şi utilaje (punţi) de comparare, constituie motivele principale care au determinat căutarea unor alte soluţii mai eficiente, pentru măsurarea curentului continuu de ordinul zecilor de kiloamperi. Au apărut şi s-au dezvoltat, în acest domeniu, metode şi instalaţii de măsurare la care controlul curentului continuu nu se realizează prin măsurarea căderii de tensiune pe care o produce acest curent pe o rezistenţă fixă de valoare cunoscută, ci prin urmărirea efectului său magnetic, într-un circuit feromagnetic care înconjoară bara sau şina ce transportă curentul continuu controlat. În plus, ideea aplicării şi în acest domeniu a principiului de măsurare prin compensare şi respectiv a „metodelor de zero" a deschis perspectiva obţinerii unor precizii mult superioare celor atinse cu mijloacele clasice de măsurare a curentului continuu intens.

La o instalaţie de măsurare a curentului continuu prin compensarea fluxului, amperspirele primare de c.c. $W_1 I_1$ sînt compensate cu ajutorul unui curent continuu I_2 reglabil şi de valoare uşor măsurabilă, care parcurge o înfăşurare de compensare cu număr de spire cunoscut W_2. Miezul magnetic al instalaţiei interesează de această dată numai prin valoarea permeabilităţii iniţiale a caracteristicii sale de magnetizare, de aceasta depinzînd în principal sensibilitatea instalaţiei cu compensare [1], [2], [3].

Ca o construcţie tipică de instalaţie bazată pe acest principiu de măsurare se prezintă instalaţia comercializată în anul 1966 de către firma canadiană Guildline (fig. 1). Bazîndu-se pe folosirea unui modulator magnetic de înaltă sensibilitate, particularitatea acestei instalaţii constă în aceea că este prevăzută în plus şi cu un sistem de reglare automată a curentului de compensare într-un interval de $\pm$ 10 % din domeniul total de măsurare al instalaţiei [4]. Pentru a ajunge însă la valoarea finală a curentului de măsurat cu o aproximaţie de $\pm$10 %, se utilizează reglarea manuală a curentului dintr-un circuit de compensare separat. De

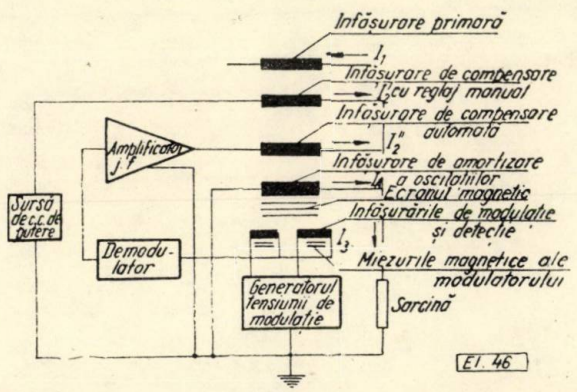
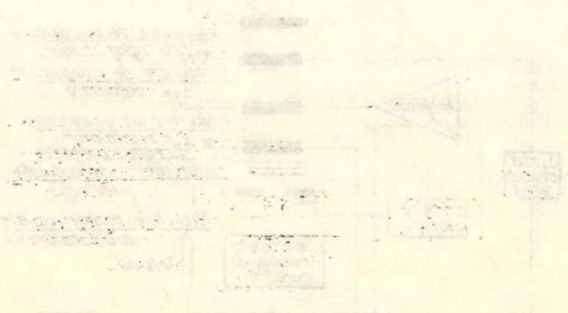


Fig. 1 Schema de principiu a instalaţiei realizate de firma „Guildline".

* Dr. ing. *A. Stoica* lucrează la Institutul de mecanica fluidelor şi construcţii aerospaţiale din Bucureşti.



înfăşurări este nulă). Din ecuaţiile diferenţiale de mai sus rezultă funcţia de transfer a elementului diferenţial prevăzut cu înfăşurare de amortizare:

$$\frac{i'_x}{i_z} = \frac{w_1 \cdot w_2 \cdot \Lambda \cdot p}{r_1 + \frac{w_A^2 \cdot \Lambda}{r_A} \cdot r_1 \cdot p + w_2^2 \cdot \Lambda \cdot p} = \frac{p T_M}{1 + p(T_A + T_1)}, \quad (1)$$

unde:

$$T_M = \frac{w_1 \cdot w_2 \cdot \Lambda}{r_1}; \quad T_1 = \frac{w_2^2 \cdot \Lambda}{r_1} \quad \text{şi} \quad T_A = \frac{w_A^2 \cdot \Lambda}{r_A},$$

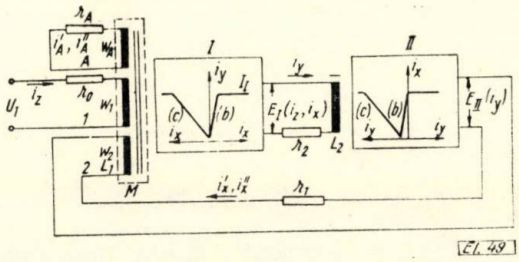


Fig. 4. Schema electrică generală a instalaţiei pentru măsurarea curentului continuu intens.

în care T_M reprezintă constanta de timp a cuplajului magnetic dintre circuitul de măsurare şi înfăşurarea de compensare, T_1 — constanta de timp a circuitului de compensare şi T_A — constanta de timp a înfăşurării de amortizare.

b. Ecuaţiile diferenţiale ale circuitului de compensare.

Admiţînd că, sistemul fiind liniar, se poate aplica în acest caz principiul suprapunerii efectelor, se consideră de această dată că schema este alimentată numai de amplificatorul final, care debitează curentul de compensare i''_x:

$$r_1 \cdot K_2 \cdot i_y = r_1 \cdot i''_x + w_2 \cdot \frac{d\Phi''}{dt}; \quad 0 = w_A \cdot \frac{d\Phi''}{dt} - r_A \cdot i''_A,$$

în care $\Phi'' = \Lambda \cdot (w_2 \cdot i''_x - w_A \cdot i''_A)$.

Scriind aceste ecuaţii sub formă operaţională se obţine în final următoarea expresie pentru funcţia de transfer a circuitului „2":

$$\frac{i''_x}{K_2 \cdot i_y} = \frac{1 + pT_A}{1 + p(T + T_A)} = \frac{T_A}{T_A + T_1} + \frac{\frac{T_1}{T_1 + T_A}}{1 + p(T_1 + T_A)}. \quad (2)$$

c. Ecuaţiile diferenţiale ale etajului de intrare

Notînd prin K_1 factorul de amplificare în curent al preamplificatorului, rezultă pentru acesta relaţia:

$$(pT_2 + 1) \cdot i_y = K_1 (w_1 \cdot i_z - w_2 \cdot i_x - w_A \cdot i_A), \quad (3)$$

în care:

$$w_A \cdot i_A = \frac{w_A^2 \cdot p \cdot \Phi}{r_A} = p \frac{w_A^2 \Lambda}{r_A} \cdot (w_1 \cdot i_z - w_2 \cdot i_x - w_A \cdot i_A),$$

sau:

$$w_A \cdot i_A = \frac{pT_A}{1 + pT_A} \cdot (w_1 \cdot i_z - w_2 \cdot i_x);$$

$i_x = i'_x + i''_x$ (conform principiului suprapunerii efectelor);

T_2 — constanta de timp a circuitului de intrare al amplificatorului final.

Pe baza expresiilor (1), (2) şi (3) s-a construit figura 5.

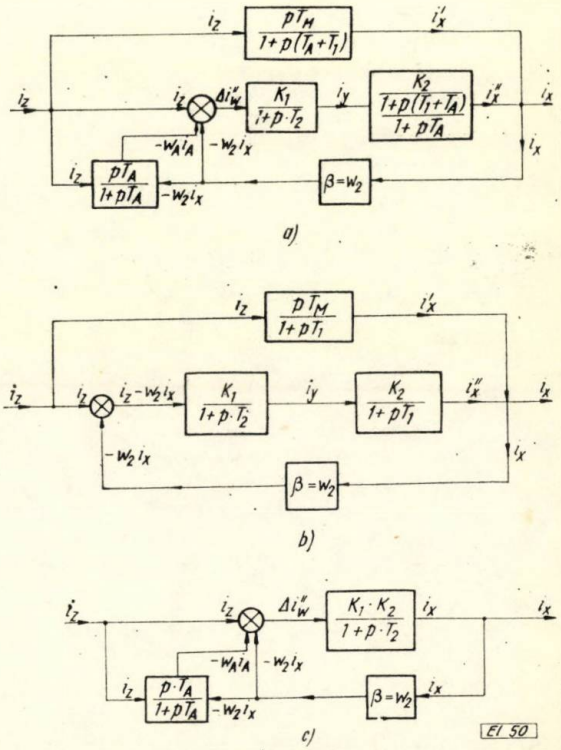


Fig. 5. Schema bloc în regim dinamic a instalaţiei de măsurare cu compensare automată:

a) forma generală; b) instalaţia fără înfăşurare de amortizare; c) instalaţia cu înfăşurare de amortizare a cărei constantă de timp îndeplineşte condiţia: $T_A >> T_1$.

Tot pe baza expresiilor (1), (2) şi (3) se obţine în final expresia funcţiei generale de transfer a sistemului automat închis:

$$S_r(p) = \frac{i_x}{i_z} = \frac{p^2 \cdot T_M \cdot T_2 + p \cdot T_M + K_1 \cdot K_2}{T_2(T_1 + T_A) \cdot p^2 + (T_1 + T_2 + T_A) \cdot p + 1 + K_1 K_2 w_2} = \frac{T_1 \cdot T_2 \, p^2 + T_1 \cdot p + K_1 K_2 \cdot w_2}{W_2 [T_2 \cdot (T_1 + T_A) \cdot p^2 + (T_1 + T_2 + T_A) \cdot p + K_1 \cdot K_2 \cdot w_2]}, \quad (4)$$

(în care s-a considerat că eroarea de dispersie este neglijabilă și, deci, $T_M \cong \frac{T_1}{W_2}$).

Funcționarea în regim dinamic a instalației de măsurare fără înfășurare de amortizare

Funcția de transfer $S'_r(p)$ a sistemului automat închis fără înfășurare de amortizare se obține din expresia generală (4) punînd condiția: $T_A = 0$:

$$S'_r(p) = \frac{i_x}{i_z} \cong$$

$$\cong \frac{\frac{1}{w_2} \cdot (T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + T_1 p + w_2 \cdot K_1 K_2)}{T_1 T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + w_2 \cdot K_1 \cdot K_2} = \frac{1}{w_2} -$$

$$- \frac{\frac{1}{w_2} \cdot T_2 \cdot p}{T_1 \cdot T_2 \cdot p^2 + (T_1 + T_2) \cdot p + w_2 K_1 K_2} =$$

$$= \frac{1}{w_2} - F'_r(p).$$

Valoarea pulsației de rezonanță ω_{rez} se obține punînd condiția de anulare a părții imaginare „v" a numitorului funcției $F'_r(j\omega)$:

$$\omega_{rez} \cdot T_1 - \frac{w_2 K_1 K_2}{\omega_{rez} \cdot T_2} = 0,$$

de unde rezultă:

$$\omega_{rez} = \sqrt{\frac{w_2 \cdot K_1 \cdot K_2}{T_2 \cdot T_2}}. \qquad (5)$$

Aspectul caracteristicii amplitudine — frecvență denotă că sistemul automat este caracterizat printr-o bandă largă de trecere. La pulsația ω_{rez} are loc, de fapt, egalarea factorilor de amplificare parțiali corespunzători celor două căi de intrare în sistemul automat;

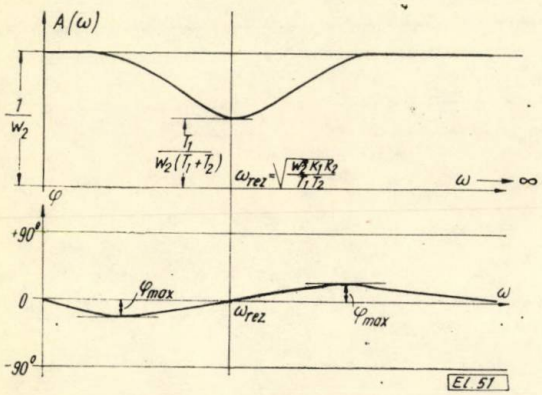


Fig. 6. Caracteristicile amplitudine și fază-frecvență ale sistemului automat fără înfășurare de amortizare.

prin lanțul de amplificare și, respectiv, prin elementul diferențial, direct în circuitul de reacție negativă. În domeniul frecvențelor joase, de la zero la frecvența de rezonanță, este dominantă acțiunea lanțului de amplificare. Începînd de la frecvența de rezonanță spre valori superioare de frecvență, acțiunea lanțului de amplificatoare magnetice este preluată treptat și în cele din urmă în întregime, de către elementul diferențial.

Considerînd instalația de măsurare drept un transformator „universal" (de c.c. și c.a.), din caracteristica amplitudine — frecvență, rezultă direct variația erorii de măsurare a acestui transformator, în funcție de frecvența curentului măsurat. Eroarea maximă corespunde frecvenței de rezonanță f_{rez}. Caracteristica fază — frecvență reprezintă variația în funcție de frecvență a erorii de unghi a transformatorului universal. Ținînd seama că expresia „adîncimii" maxime de atenuare D corespunzătoare frecvenței de rezonanță este:

$$D = \frac{T_1}{T_1 + T_2},$$

rezultă că, atît eroarea de amplitudine, cît și cea de fază a transformatorului universal, pot fi anulate complet, dacă etajul final este constituit de un amplificator electronic pentru care $T_2 \cong 0$.

Funcționarea în regim dinamic a instalației de măsurare prevăzută cu înfășurare de amortizare

Prin logaritmarea expresiei generale (4) a funcției de transfer $S_r(p)$ a sistemului automat închis se obține:

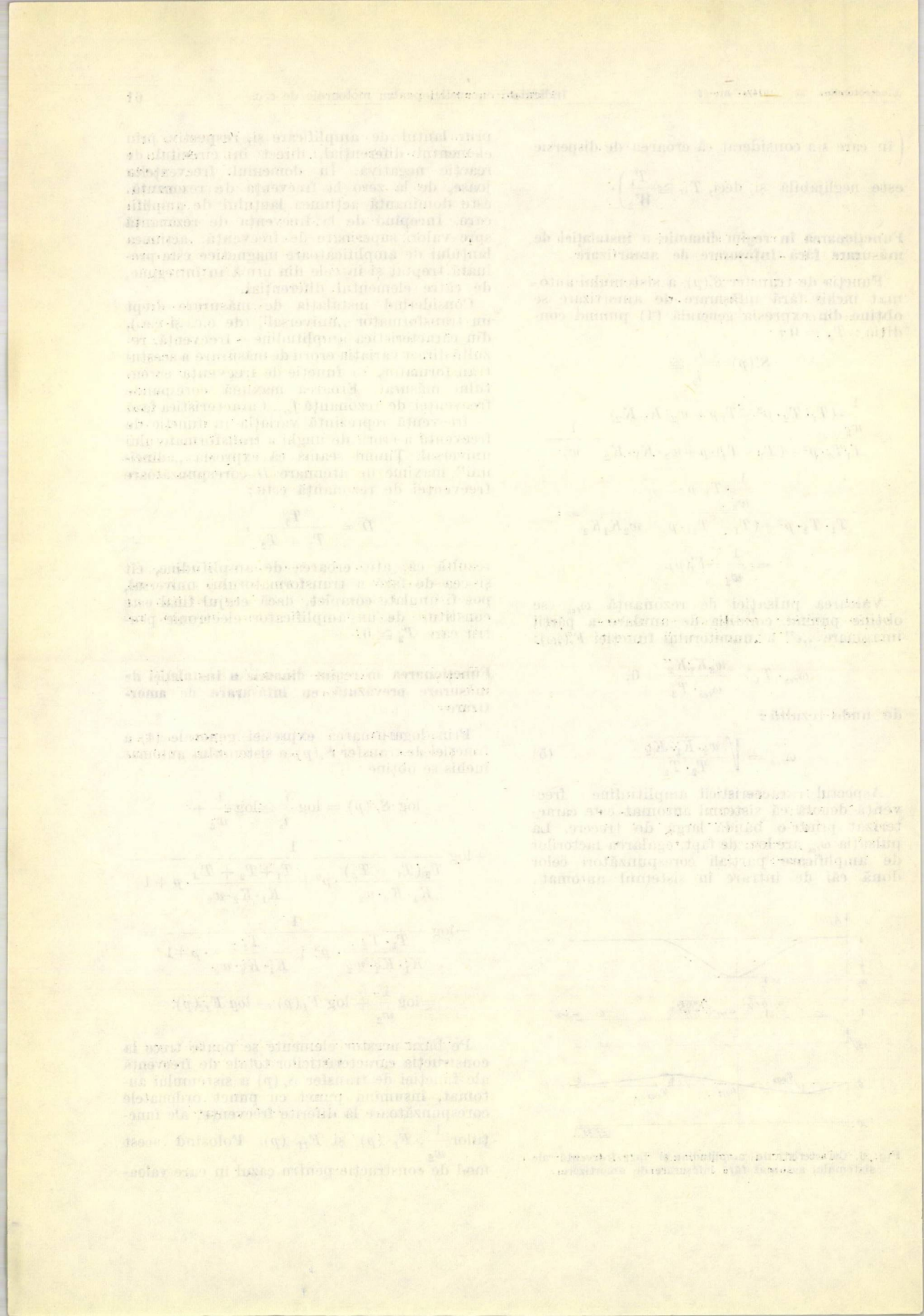
$$\log S_r(p) = \log \frac{i_x}{i_z} \cong \log \frac{1}{w_2} +$$

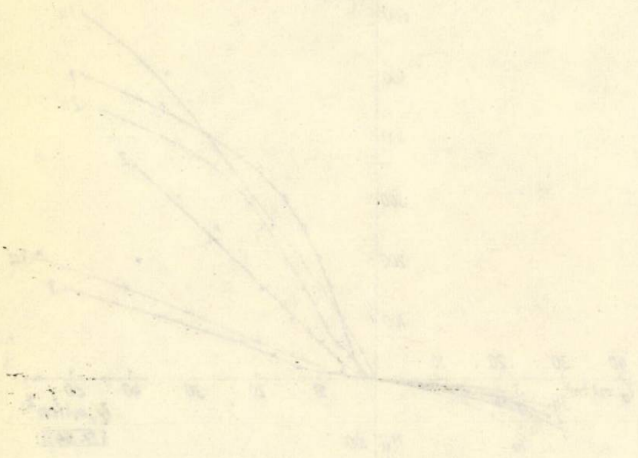
$$+ \log \frac{1}{\frac{T_2(T_1 + T_A)}{K_1 \cdot K_2 \cdot w_2} \cdot p^2 + \frac{T_1 + T_2 + T_A}{K_1 \cdot K_2 \cdot w_2} \cdot p + 1} -$$

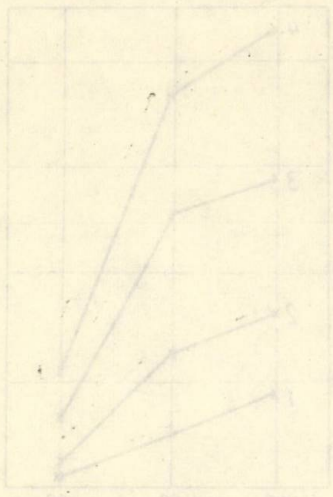
$$- \log \frac{1}{\frac{T_1 \cdot T_2}{K_1 \cdot K_2 \cdot w_2} \cdot p^2 + \frac{T_1}{K_1 \cdot K_2 \cdot w_2} \cdot p + 1} =$$

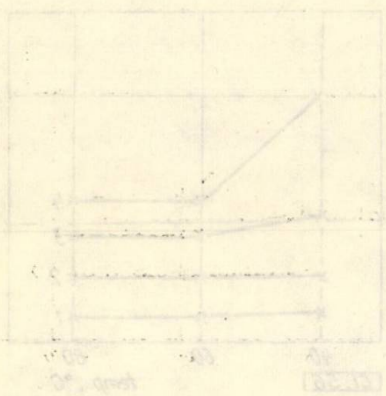
$$= \log \frac{1}{w_2} + \log F_I(p) - \log F_{II}(p).$$

Pe baza acestor elemente se poate trece la construcția caracteristicilor totale de frecvență ale funcției de transfer $S_r(p)$ a sistemului automat, însumînd punct cu punct ordonatele corespunzătoare la diferite frecvențe, ale funcțiilor $\frac{1}{w_2}$, $F_I(p)$ și $F_{II}(p)$. Folosind acest mod de construcție pentru cazul în care valoa-









potențiostat tip Wenking; treptele de potențial aplicate au fost de 10—50 mV, la interval de un minut, iar valoarea curentului corespunzător a fost măsurată cu ajutorul unui miliampermetru de clasă 0,2.

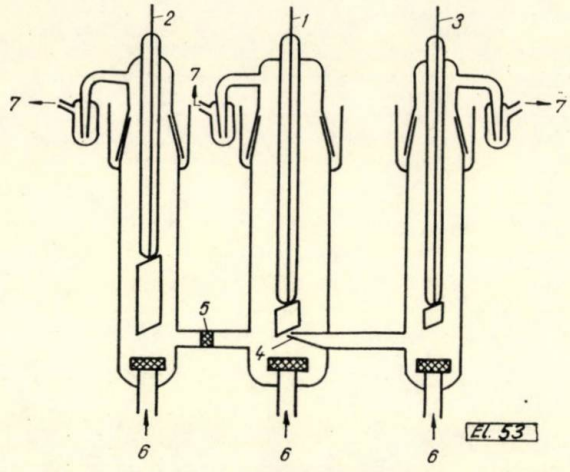


Fig. 1. Celula de lucru:
1 — electrod de lucru, *2* — electrod auxiliar, *3* — electrod de referință, *4* — capilar Luggin, *5* — placă de sticlă poroasă, *6* — intrare gaz, *7* — supapa de ieșire a gazului.

Determinarea randamentului de curent și a structurii acoperirilor

Determinarea randamentului de curent al procesului de cuprare lucioasă dintr-o baie pe bază de pirofosfat cu pH = 8,5 și studiul structurii acoperirilor au fost realizate așa cum s-a arătat într-o publicație anterioară [5].

Rezultate experimentale și discuții

Efectul temperaturii electrolitului asupra polarizării electrozilor

În figura 2 sînt prezentate curbele de polarizare, catodice și anodice, în condiții potențiostatice, pentru un electrolit de cuprare pe bază de pirofosfat cu pH = 8,5 la diferite temperaturi, cuprinse între 40 și 80°. Măsurătorile de polarizare au fost efectuate în prezența (curbele *1a—3a*) și în absența (curbele *1—3*) agentului de luciu adăugat la electrolit, într-o concentrație de 5 ppm.

Examinarea curbelor din figura 2 arată că, independent de prezența agentului de luciu, creșterea temperaturii are un efect favorabil asupra procesului, producînd reducerea polarizării catodice și anodice. Efectul temperaturii asupra polarizării electrozilor, în prezența agentului de luciu, este mai bine pus în evidență de curbele care reprezintă variația supratensiunii catodice (fig. 3) și anodice (fig. 4) în funcție de temperatura electrolitului, la diferite valori ale densității de curent.

Din examinarea curbelor prezentate în figura 3, rezultă că ridicarea temperaturii are un efect

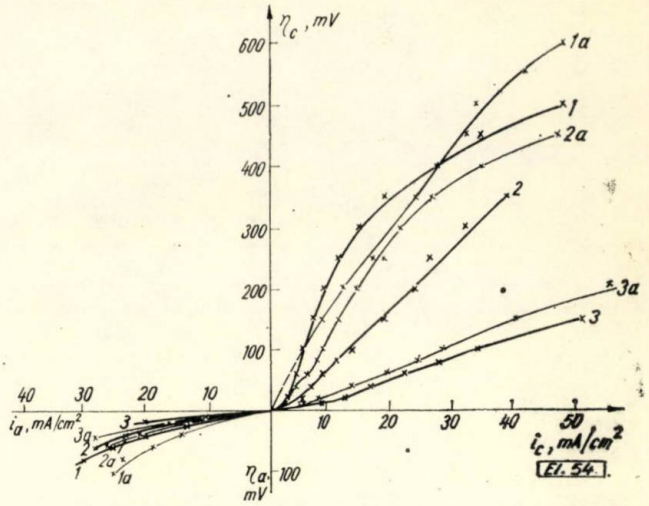


Fig. 2. Curbele de polarizare η — i catodice și anodice, pentru un electrolit cu pH = 8,5, la diferite temperaturi. fără agent de luciu:
1 — 40°, 2 — 60°, 3 — 80°. cu agent de luciu: 1a — 40°, 2a — 60°, 3a — 80°.

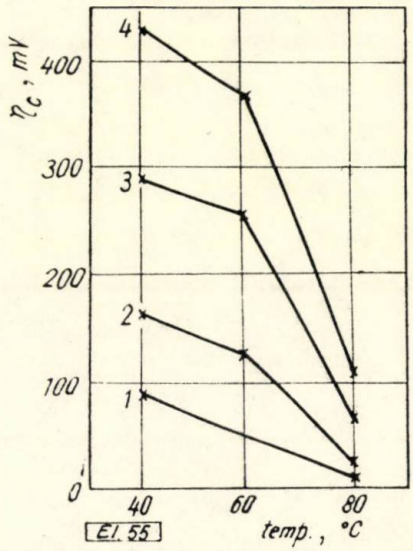


Fig. 3. Variația polarizării catodice în funcție de temperatura electrolitului, pentru diferite valori ale densității de curent.
1 — 5 mA/cm², 2 — 10 mA/cm², 3 — 20 mA/cm², 4 — 30 mA/cm².

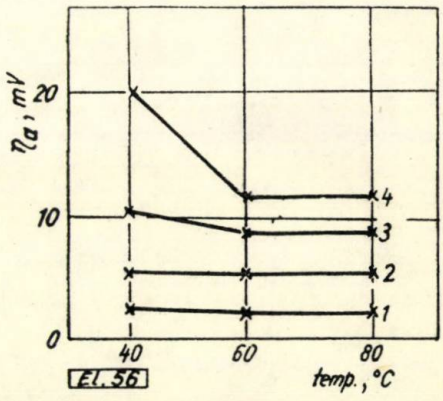


Fig. 4. Variația polarizării anodice în funcție de temperatura electrolitului, pentru diferite valori ale densității de curent.
1 — 2,5 mA/cm² 2 — 5 mA/cm², 3 — 7,5 mA/cm², 4 — 10 mA/cm².

marcat asupra scăderii valorilor polarizării catodice, mai ales la densităţi de curent ridicate.

În domeniul anodic (fig. 4), curbele prezintă scăderi apreciabile pînă la temperatura de 60°, în intervalul de temperatură de 60—80°, efectul fiind mai redus. Pierderile însemnate de amoniac din baia de cuprare lucioasă, care se înregistrează la temperaturi superioare valorii de 60°, limitează temperatura de lucru la această valoare.

Efectul temperaturii electrolitului asupra eficienţei catodice

În scopul determinării influenţei temperaturii electrolitului asupra eficienţei catodice a procesului de cuprare lucioasă, s-au calculat valorile randamentelor de curent la temperaturi cuprinse între 40 şi 80°, pentru un electrolit cu pH = = 8,2, corespunzătoare unor densităţi de curent de 20 şi de 30 mA/cm² (fig. 5).

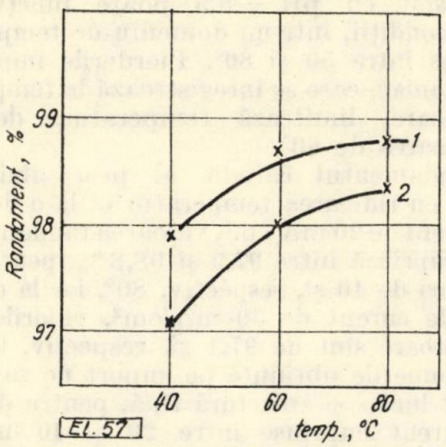


Fig. 5. Efectul temperaturii electrolitului asupra randamentului catodic
$1 - i_c = 20$ mA/cm², $2 - i_c = 30$ mA/cm².

Din examinarea apectului curbelor (fig. 5), rezultă că ridicarea temperaturii are un efect favorabil asupra eficienţei catodice a procesului de cuprare lucioasă. Astfel, pentru o densitate de curent de 20 mA/cm², în intervalul de temperatură studiat (40—80°), valorile randamentului de curent cresc de la 97,9 % pînă la 98,8 % valorile corespunzătoare pentru o densitate de curent de 30 mA/cm² sînt de 97,1 % şi, respectiv, 98,35 %. Influenţa temperaturii este mai pregnantă în intervalul 40—60°, ceea ce indică valoarea de 60° ca temperatură optimă de lucru, deoarece se evită pierderile însemnate de amoniac din baie, fără ca valoarea randamentului catodic să scadă sensibil.

Efectul temperaturii electrolitului asupra structurii acoperirilor

În vederea stabilirii influenţei temperaturii electrolitului asupra structurii depunerilor lucioase de cupru realizate dintr-o baie pe bază de pirofosfat cu pH = 8,5, s-au efectuat depuneri pe suport de zamak (pregătit în modul descris într-o lucrare anterioară [5]), la temperaturi cuprinse între 40 şi 80° şi la densităţi de curent cuprinse între 20 şi 50 mA/cm².

Structura depunerilor a fost examinată cu ajutorul unui microscop metalografic de reflexie, tip MIM—7. În figurile 6—10 sînt prezentate microfotografiile obţinute la o mărire de 500 X.

Fig. 6. Structura depunerilor de cupru obţinute dintr-un electrolit pe bază de pirofosfat cu pH = 8,5, în prezenţa agentului de luciu. Temperatura 40°, $i_c = 30$ mA/cm². Microfotografie, 500 X.

Fig. 7. Idem. Temperatura 60°, $i_c = 30$ mA/cm².

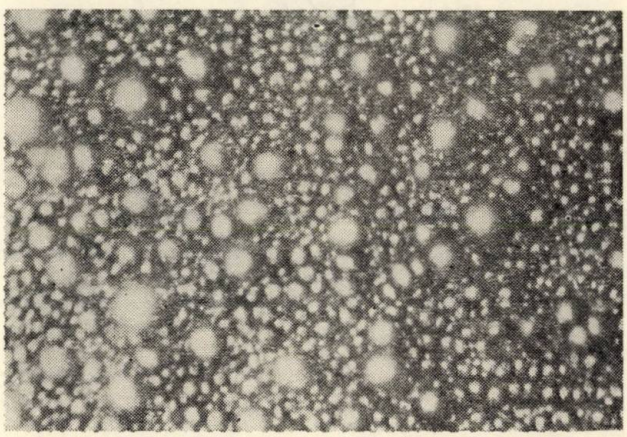


Fig. 8. Idem. Temperatura 60°, $i_c = 40$ mA/cm².

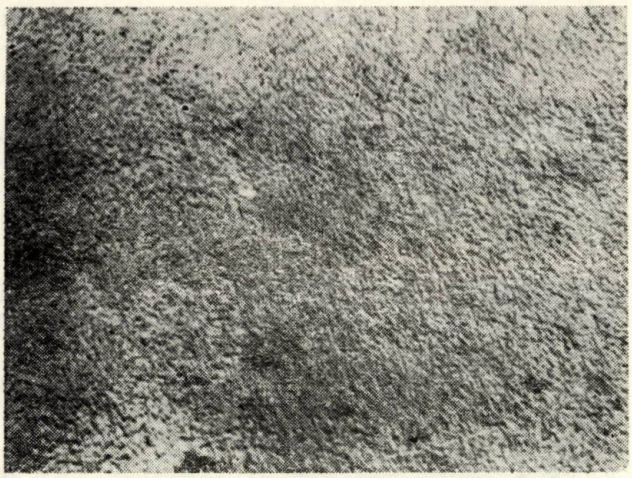


Fig. 9. Idem. Temperatura 80°, i_c = 40 mA/cm².

Din examinarea acestor microfotografii rezultă că creşterea temperaturii electrolitului are un efect favorabil asupra structurii depunerilor obţinute. Astfel la o densitate de curent de 30 mA/cm², depunerile au un aspct semilucios, la temperatura de 40° (fig. 6) şi foarte lucios la temperatura de 60° (fig. 7); la o densitate de curent de 40 mA/cm² depunerile au un aspect rugos, la temperatura de 60° (fig. 8) şi lucios la temperatura de 80° (fig. 9). Limitele domeniului depunerilor lucioase sînt ilustrate de microfotografiile prezentate în figurile 6,8 şi 10.

Variaţia domeniului depunerilor lucioase, în funcţie de temperatura de lucru, pentru electrolitul de cuprare lucioasă cu pH = 8,5, este reprezentată în figura 11.

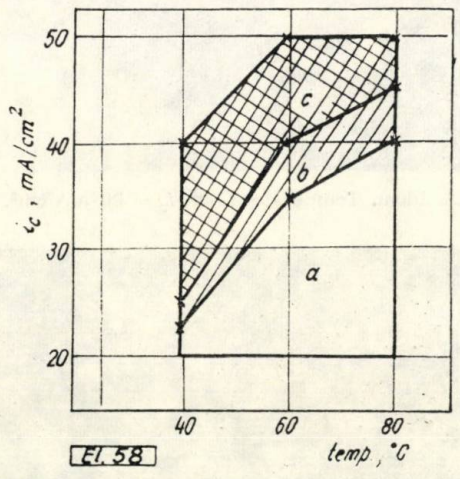


Fig. 11. Variaţia domeniului depunerilor lucioase cu temperatura electrolitului.
a – depuneri lucioase, *b* – depuneri semilucioase, *c* – depuneri mate.

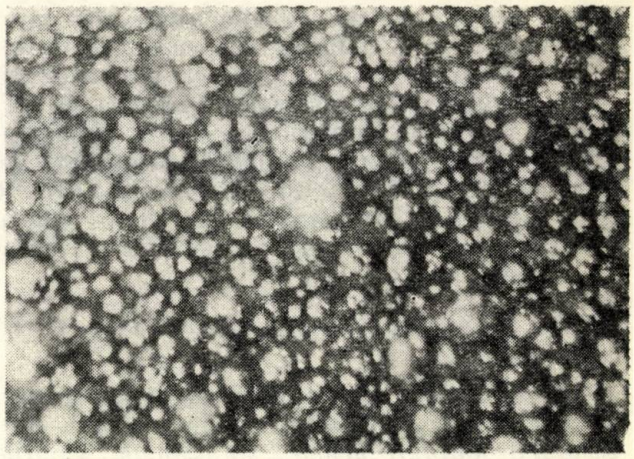


Fig. 10. Idem. Temperatura 80°, i_c = 50 mA/cm².

Concluzii

Electrolitul de cuprare lucioasă pe bază de pirofosfat cu pH = 8,5 poate funcţiona în bune condiţii, într-un domeniu de temperatură cuprins între 50 şi 80°. Pierderile importante de amoniac, care se înregistrează la temperaturi superioare, limitează temperatura de lucru la valoarea de 60°.

Randamentul catodic al procesului creşte odată cu ridicarea temperaturii: la o densitate de curent de 20 mA/cm², valoarea randamentului este cuprinsă între 97,9 şi 98,8 %, pentru temperaturi de 40 şi, respectiv, 80°, iar la o densitate de curent de 30 mA/cm², valorile corespunzătoare sînt de 97,1 şi, respectiv, 98,35 %.

Depunerile obţinute pe suport de zamak au aspect lucios şi structură fină, pentru densităţi de curent cuprinse între 20 şi 40 mA/cm², la temperaturi cuprinse între 40 şi, respectiv, 80°.

Bibliografie

[1] *Radovici, O., Vass, C.* şi *Solacolu I.* Influenţa pH-ului electrolitului asupra caracteristicilor de funcţionare şi structurii acoperirilor, obţinute dintr-o baie de cuprare lucioasă pe bază de pirofosfat. În: Revista de Chimie **24**, nr. 6, 1973, p. 454–458.

[2] *Emelianenko, G.E.* Vlianie temperaturi na osajdenii medii iz sulfatnih rastvorov. În: Dokladi Akademii Nauk S.S.S.R., **105**, nr. 5, 1955, p. 1003–1006.

[3] *Vagramyan, A.T.* şi *Iastrebova, E.K.* Issledovanie polarizaţii medi v pirofosfornokislih electrolitah. În: Jurnal Fiziceskoi Chimii **39**, nr. 4, 1965, p. 865–869.

[4] *Dini, J. W., Johnson, H. R.* şi *Helms, J. R.* Effect of Some Variables on the Throwing Power and Efficiency of Copper Pyrophosphate Solutions. În: Plating **54**, nr. **12**, 1967, p. 1337–1341.

[5] *Radovici, O., Vass, C.* şi *Solacolu, I.* Depuneri lucioase de cupru pe aliaje de zinc din băi de pirofosfaţi. În: Electrotehnica **21**, nr. 7, 1973, p. 271–276.

Intrat în redacţie la 5.III.1973

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI

Motorul de curent continuu tip TN 71 pentru tracţiune urbană, folosit în echiparea tramvaielor silenţioase articulate

Acest motor, realizat de Intreprinderea de maşini electrice — Bucureşti are caracteristici adecvate tracţiunii urbane în oraşe cu trafic intens asigurînd cupluri mari de demaraj şi plafon ridicat al vitezei maxime ca urmare a echipării cu bobinaj de compensaţie pe polii principali.

Produsul este realizat în concepţie proprie conţinînd elemente de noutate pentru construcţia de maşini electrice din ţara noastră (de exemplu bobinaj de compensaţie în crestături închise, perii plasate pe axa geometrică a polilor auxiliari).

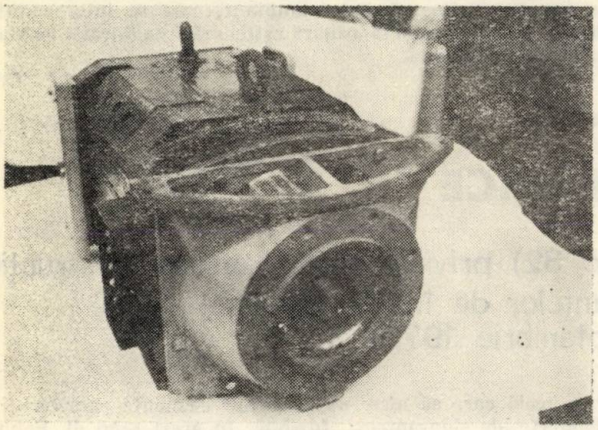


Fig. 1.

Este primul motor indigen pentru tracţiune urbană avînd bobinaj de compensaţie şi statorul realizat din tole (eliminîndu-se existenţa carcasei).

Motorul are o putere uniorară de 140 KW, turaţie nominală 1 300 rot/min, tensiune nominală 750 V, turaţie maximă 3 000 rot/min, greutate 1060 kg.

Este primul motor de tracţiune urbană, realizat la noi, cu putere peste 100 kW.

Faţă de motoarele de tracţiune fabricate anterior în ţara noastră, motorul TN 71 mai prezintă şi următoarele îmbunătăţiri:

— greutatea specifică mai mică (s-a redus de la 12,65 kg/kgm la 10,1 kg/kgm);

— performanţele de tracţiune sînt superioare, obţinîndu-se o viteză maximă de 2,3 ori viteza nominală, faţă de 1,83.

În comparaţie cu motoarele similare produse de firme străine cu renume mondial, motorul românesc TN 71 are o greutate specifică mai mică, la aceleaşi performanţe tehnice.

La realizarea acestui motor se folosesc materiale existente în ţara noastră, în proporţie de 89,6%. Faţă de valoarea totală a produsului, importul reprezintă circa 4,9%.

Construcţia motorului fără carcasă stator conduce la dimensiuni de gabarit reduse. Proiectarea specială a circuitului de ventilaţie face ca zgomotul de funcţionare a motorului să fie corelat cu silenţiozitatea vehiculului.

S. Felea

DIN ACTIVITATEA DE CERCETARE

Tehnologie nouă pentru realizarea suporturilor port-perii destinate tramvaielor

Pentru producerea suporturilor port-perii pentru motoarele de tracţiune ale tramvaielor de tip VA_3, puse în fabricaţie la Uzinele Mecanice-Timişoara, a fost concepută o nouă tehnologie, în cadrul I.C.P.E. Bucureşti, Secţia de cercetări materiale electrotehnice organice.

Noua tehnologie constă în aceea că răşina expoxidică, din care se execută suportul, avînd rigiditatea dielectrică de 25... 30 kV/mm şi rezistenţa electrică de volum de $10^{13}\Omega$ cm se amestecă în proporţie de 65—70% cu praf de cuarţ luat în proporţie de 20...30% împreună cu întăritorul de turnare. Amestecul ingredientelor, în proporţiile indicate, se face mecanizat într-o instalaţie de amestec, de mare productivitate, la temperatura de 18...20°C, timp de 30...40 minute, după care se pregătesc formele de turnare a suporţilor. Pregătirea formelor de turnare constă în curăţarea lor cu solvenţi (tricloretilenă) şi apoi gresarea cu ulei siliconic, urmată de o uşoară încălzire a acestora pînă la temperatura de 40...50°C. Apoi se toarnă amestecul în formele de turnare printr-un procedeu de turnare liberă, aşa fel încît să se evite formarea de bule sau cavităţi gazoase în timpul turnării. După turnarea în forme, suporţii se lasă mai întîi să se întărească în mediul ambiant şi apoi se introduc în etuve cu aer condiţionat la temperatura de 150...155°C, timp de 10...12 ore, pentru a se efectua procesul de polimerizare a amestecului epoxidic din care se toarnă suporturile port-perii. Imediat după expirarea timpului de polimerizare, suporturile se extrag din camerele de condiţionare şi se lasă să se răcească la temperatura ambiantă circa 1...2 ore. Urmează apoi să se îndepărteze cu atenţie formele de turnare, iar suporturile port-perii astfel obţinute se debavurează şi se şlefuiesc. În această formă finală, suporturilor li se verifică rigiditatea dielectrică, recomandîndu-se ca ea să fie cel puţin de 35—40 kV/mm. Fotografia alăturată reprezintă suporturile port-perii obţinute în I.C.P.E.

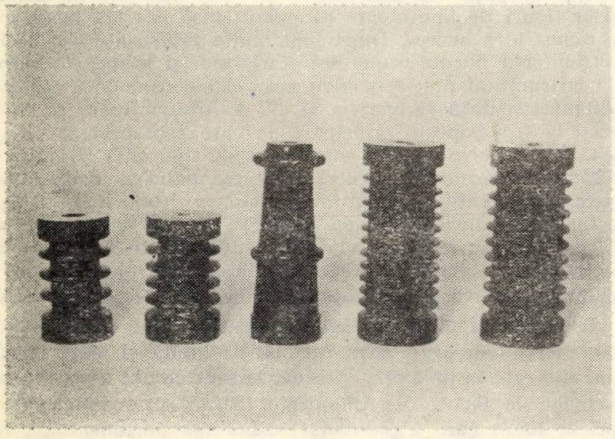


Fig. 1.

C.C

Metodă de apreciere a comportării la acţiunea agenţilor corozivi, a cablurilor electrice de 1—10 kV izolate şi protejate cu policlorură de vinil sau elastomeri

În cadrul I.C.P.E., laboratorul de cabluri electrice, a fost cercetată şi elaborată o metodă de apreciere a comportării la acţiunea agenţilor corozivi a cablurilor electrice izolate şi protejate cu policlorură de vinil sau elastomeri destinate a funcţiona la tensiunea nominală de 1...10 kV. Agenţii corozivi specifici mediilor în care se montează cablurile de energie în ţara noastră sînt: gazele (clor, sulf, ş.a.) acizii anorganici, sărurile şi acizii organici. Noua metodă constă în condiţionarea cablurilor de energie menţionate în fiecare din agenţii chimici respectivi la temperatura de 20...25°C, umiditatea relativă de 90...95%, în cicluri de 24 ore, 7×24 ore, 14×24 ore şi 28×24 ore. Înainte şi după condiţionarea cablurilor în agenţii chimici corozivi se măsoară rezistenţa la tracţiune exprimată în kgf/cm², alungirea exprimată în %, rezistenţa electrică de volum (ζ_v) exprimată în ohm.cm ale învelişurilor izolante şi de protecţia cablurilor şi anume: cauciucul natural, policlorura de vinil policloropren, cauciuc siliconic, ş.a. Metoda de apreciere a comportării la acţiunea agenţilor corozivi impune ca după condiţionarea cablurilor, aşa cum s-a arătat în cele de mai sus, valorile măsurate ale parametrilor mecanici şi electrici nu trebuie să se modifice sau să depăşească procentual valorile iniţiale cu mai mult de ±20%. În caz contrariu, cablurile se consideră incompatibile cu agenţii corozivi specificaţi.

Aplicată seriei unitare de cabluri de energie de 1 ... 10kV, izolate şi protejate cu elastomeri şi PVC, care se produc în ţară, noua metodă de verificare a comportării cablurilor de energie în medii corozive, a permis elaborarea unor prescripţii de utilizarea cablurilor în funcţie de mediul coroziv în care ele sînt montate şi funcţionează. Avantajul metodei constă în aceea că se elimină montarea în condiţii întîmplătoare a cablurilor de energie, fără cunoaşterea prealabilă a caracteristicilor mediului ambiant, care se intercondiţionează cu cablurile, şi se asigură astfel mărirea duratei de viaţă a acestor cabluri.

C.C.

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE

Reuniunea Comitetului de Studii C. E. I. (Sc 32) privind normalizarea construcţiei siguranţelor fuzibile şi a siguranţelor de înaltă tensiune, (Bucureşti 3—7 septembrie 1973)

Prin grija Comitetului Electrotehnic Român, în intervalul 3—7 septembrie 1973, a avut loc la Bucureşti Reuniunea Comitetului de Studii 32 A (CEI) care a analizat şi recomandat noile tendinţe în domeniul construcţiei siguranţelor fuzibile şi a siguranţelor de înaltă tensiune. La reuniune au participat un număr de 20 specialişti străini, cu renume mondial, din R.F. Germania, Belgia, Spania, Franţa, Japonia, Olanda, Anglia, SUA, precum şi 10 specialişti români (de la ICPE, Institutul Politehnic Bucureşti, Universitatea-Craiova, Centrul de Cercetări şi Proiectări Craiova). Preşedintele în exerciţiu al Comitetului de Studii 32, a fost domnul Jacks (Anglia) iar secretariatul lucrărilor a fost deţinut alternativ de Domnul Engeldinger M.R. (Franţa) şi doamna Brot, M. (Franţa).

Deschiderea lucrărilor a fost făcută de către tov. dr. ing. *Lăzăroiu F.*, director general în Ministerul Educaţiei şi Învăţămîntului, care după ce a urat bun venit delegaţilor, a reamintit că România este direct interesată în lucrările acestui comitet datorită dezvoltării deosebite a cercetărilor şi fabricaţiei siguranţei fuzibile în ţara noastră. Înscriindu-se pe aceeaşi linie, tov. dr. ing. *Tănăsescu Fl.* directorul Institutului de Cercetări şi Proiectări Electrotehnice, a urat succes delegaţilor în desfăşurarea lucrărilor după care preşedintele Jacks, M.E. a mulţumit organizatorilor şi delegaţilor pentru participare la lucrările Comitetului de Studii 32 A.

Apoi s-a trecut, conform ordinei de zi aprobate, la discuţia documentului 32 A (Secretariat) 3 — Extinderea principiului seriei omogene de siguranţe fuzibile la elemente de înlocuire de lungimi diferite — hotărîndu-se difuzarea acestui document membrilor CEI pentru aprobarea, după regula celor şase luni, a limitatoarelor de curent. S-a semnalat că prima parte a documentului reprezintă un compromis acceptat de Grupul de lucru (GT3) pentru normalizarea unor caracteristici valabile pentru aplicaţii comune reţelelor electrice conţinînd transformatoare, motoare şi condensatoare. A doua parte a documentului 32 A (Secretariat) 31 constituie o propunere pentru definirea formei caracteristicii principale a limitatoarelor de curent. Principiul definirii caracteristicii timp/curent (aşa cum a fost formulată în document) a fost aprobat de delegaţi. Preşedintele Jacks M.E. semnalează că Comitetul SC 32 ar trebui să ia în consideraţie numărul crescînd de caracteristici timp/curent pentru a obţine o normalizare reală care să ofere utilizatorilor elemente caracteristice complete ale siguranţelor fuzibile. În acest scop dl. Fahnol H.H (SUA) sugerează să se definească un al treilea punct al caracteristicii timp/curent corespunzînd unei ore pentru fuzibile de uz general asociate. El semnalează că partea superioară a curbei unor asemenea fuzibile poate fi foarte diferită de la un tip la altul de fuzibil şi că interşanjabilitatea nu ar putea să fie asigurată. În aceeaşi ordine de idei, dl. Gibson, M (Anglia) consideră că acest al treilea punct ar fi inutil dat fiind că principala aplicaţie a fuzibilelor este protecţia contra scurtcircuitelor, iar dl. Seysen M. (Belgia) adaugă că, curentul dă o inducţie suficientă foarte apropiată cu aceea dată de curentul care corespunde unei ore. Pe baza discuţiei acestor aspecte s-a decis să se definească caracteristica timp/curent prin două valori ale curentului, corespunzătoare duratelor de prearc de 10 s şi 0,1 s.

A urmat apoi discutarea documentului 32 A (Secretariat) 29 — Normalizarea dimensională a elementelor de înlocuire la scurtcircuit a limitatoarelor de curent. Dl. Fanhoe, H.H. (SUA) ca preşedinte al grupului de lucru (GT3) (constituite în acest scop) a semnalat că grupa de lucru a încercat să stabilizeze situaţia actuală pentru a evita proliferarea diferitelor tipuri de limitatoare de curent însă această încercare a rămas fără succes. După mai multe intervenţii s-a decis retrimiterea documentului secretariatului şi grupei de lucru cu instrucţiuni precise pentru a se elabora un document la viitoarea şedinţă de lucru a SC 32 A. Instrucţiunile se refereau la trei aspecte principale de care este necesar să se ţină seama: crearea unui nou sistem de siguranţe fără nici o legătură cu normele existente, adoptarea unuia sau mai multor sisteme existente, reunirea într-un singur sistem a sistemelor actuale. Finalmente, grupa de lucru (GT3) va trebui să ţină seama de cele trei aspecte menţionate în desfăşurarea şi elaborarea lucrărilor în vederea întocmirii unei propuneri unitare, care va fi analizată de Comitetul de Studii 32 A.

S-a trecut apoi la analiza documentului 32 A (Secretariat) 30 — Recomandare pentru fuzibile de înaltă şi joasă tensiune utilizate la protecţia externă, la scurtcircuit a condensatoarelor de forţă. Dl. Amundson (SUA), preşedintele grupei de lucru care a coordonat elaborarea documentului, în forma prezentată, a menţionat utilitatea adoptării lui pentru

protecția externă a condensatoarelor de forță montate pe rețelele electrice. În acord cu observațiile făcute de mai mulți delegați s-a decis limitarea aplicării documentului la fuzibile de înaltă tensiune și să se publice acest document independent de Publicațiile de 281—1 și 282—1. De asemenea s-a hotărît includerea specificației relative la puterea de rupere nominală a condensatoarelor. În cazul fuzibilelor limitatoare de curent, pentru puteri de rupere nominale, s-a adoptat de 20 și 50 ori curentul nominal de scurtcircuit.

În partea finală a lucrărilor Comitetului SC 32, s-a arătat delegaților importanța normalizării internaționale a siguranțelor fuzibile de joasă și înaltă tensiune. S-a menționat că siguranțele fuzibile de înaltă tensiune au o mare importanță atît pe plan intern cît și pe plan internațional; din acest motiv au fost inițiate cercetări în acest domeniu și s-au stabilit relațiile de recurență între curentul nominal al rețelei electrice și curentul de trecere prin fuzibil la 10 s. La dimensionarea siguranțelor fuzibile ale condensatoarelor de forță s-a recomandat să se țină seama nu numai de capacitatea și puterea reactivă a condensatoarelor dar și de curentul de scurtcircuit al acestora precum și de produsul I^2t în care I este componenta asimetrică a curentului de scurtcircuit avînd o variație exponențială cu constanta de timp 2L/R (L-inductanța condensatorului; R-rezistența electrică totală a condensatorului).

Dr. ing. *Cruceru Constantin*

Realizări de înaltă tehnicitate în domeniul electrotehnicii prezentate la Tîrgul internațional de la Brno de firma Z. S. E. din Praga

În toamna anului 1973, la ediția a 15-a a Tîrgului de construcții mecanice de la Brno, s-au evidențiat o serie de produse de înalt nivel tehnic, atît din domeniul construcțiilor de mașini, cît și din cel al industriei electrotehnice.

Un loc important între produsele acestei ramuri industriale, prezentate la Tîrgul de la Brno, l-au ocupat exponatele industriei cehoslovace, expuse atît de către firme de comerț exterior, cît și direct de întreprinderile producătoare din țara gazdă.

Astfel, întreprinderea Z.S.E. — Praga (Uzina pentru producerea aparatelor electrice de forță) a prezentat un număr mare de produse din vastul său program de fabricație: aparate miniaturizate, mașini rotative de dimnsiuni mici și mari, dispozitive pentru tehnica reglării etc. Vă prezentăm mai jos pe cele mai noi dintre acestea.

Blocul de reglare prin inducție tip S 112—V4—01 este un element nou al aparatelor de reglaj, cu largi posibilități de aplicabilitate. Acest agregat (fig. 1) se compune dintr-un manșon de inducție, un electromotor generator și un tahogenerator de curent alternativ. Manșonul de inducție se

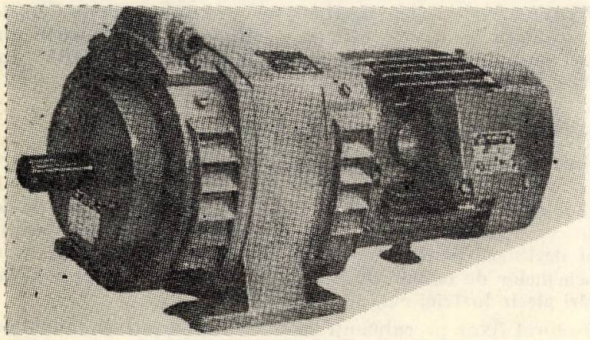


Fig. 1.

caracterizează prin: rotor pe principiul curenților tari, tensiune de impuls — 60 V curent continuu; curentul de impuls 0,96 A, rezistența bobinei — 47 Ω/20°C. Electromotorul generator este un motor electric asincron de tip AP 90 S—4 cu patru poli, de 380 V, 1,1 kW, 2,8 A, 1 430 rot/min. Tahogeneratorul de curent alternativ este de tip ST 203, cu 1 000 rot/min, 3 × 25 V curent alternativ.

Manșonul de inducție este elementul de legătură intermediară a aparatului de reglare, fixat între motorul generator și mașina în funcționare. El înlătură impulsurile curentului, șocurile mecanice, protejînd în același timp mașina împotriva deteriorărilor de natură electrică sau mecanică, ceea ce conferă mașinii o mare fiabilitate. Cu blocul de inducție, în combinație cu reglarea electronică, se pot echipa cele mai complexe aparate de reglare. Manșoanele de inducție sînt construite astfel, încît sînt competitive din punct de vedere al concepției, execuției și parametrilor obținuți, fiind la nivelul tehnicii mondiale.

Elementele de reglare prin inducție au o largă aplicabilitate la toate dispozitivele de bobinaj, la aparatele mașinilor textile și poligrafice, la transformatoare, ventilatoare și la toate aparatele cu condiții speciale de funcționare.

Transformatoare rotative trifazice simple, tip BA 74—2

Aparatele fac parte din grupul celor folosite: ca sursă de tensiune alternativă în stațiile de încercări, pentru preîncărcarea continuă cu tensiune, în timpul varațiilor de tensiune, pentru reglarea temperaturii în cuptoarele electrice cu rezistență etc. Puterea nominală este de 40 kW, tensiunea de intrare — 500 V, 88 A; tensiunea de ieșire este în limitele a 35—970 V, 50 Hz; reglarea — manuală, sau dacă este la distanță se realizează cu un servomotor. Din punct de vedere al construcției sînt o aplicație a motoarelor asincrone, cu rotor cu inele de contact. Bobina de intrare se află în șanțurile statorului. Prin rotirea rotorului se modifică valoarea tensiunii de ieșire.

Cablu pentru transmisia la mare distanță cu perechi coaxiale, tip MCBK 4 × 1,2/4,4. Acesta este un tip nou de cablu, destinat pentru construcția liniilor magistrale de telecomunicații de înaltă frecvență, în gama de frecvențe de pînă la 13 MHz. Introducerea în fabricație a acestui tip de cablu lărgește posibilitățile de telecomunicații. În comparație cu tipul de cablu cu dispunerea simetrică, care permite transmisia pe 24 și 120 canale, execuția perechilor coaxiale dă posibilitatea a 2 700 transmisii telefonice și de televiziune. Fabricarea cablului MCBK 4 × 1,2/4,4 conduce la importante economii de metale neferoase, pe lîngă avantajele menționate mai sus.

Semiautomat pentru sudură în gaze protectoare, tip LSP 315

Aparatul semiautomat pentru sudura în gaze de protecție, tip LSP 315 (fig. 2) este destinat pentru sudarea semiauto-

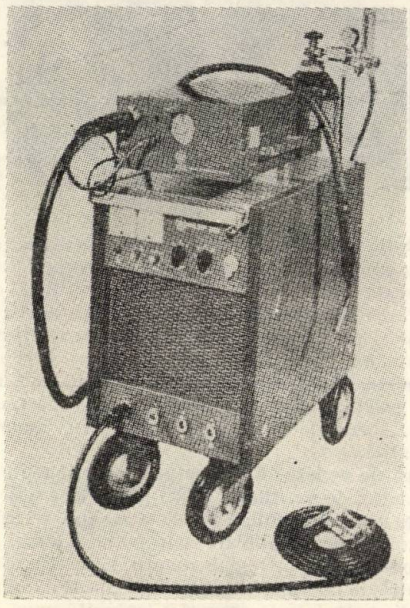


Fig. 2.

mată a oțelurilor carbon în CO_2 sau în mediu de gaze amestecate și este constituit din următoarele părți :

— dulapul sursei — în care se găsește sursa de curent pentru sudură, un drosel, un sistem de comandă a avansului, un ventilator și elementele de reglare ;

— mecanismul funcțional (sistemul de transmisie cu electromotor) ;

— manivela de sudare ;

— cabluri și acesorii pentru cuplare.

Comparativ cu alte tipuri de semiautomate de sudură, noul agregat prezintă o serie de avantaje ca : dimensiuni mai mici ale dulapului sursei, în conjunctura unei puteri mai mari ; ridicarea fiabilității și a duratei de funcționare (contacte mai puține) ; creșterea volumului diametrelor conductorilor de sudură ; creșterea volumului tensiunii de sudare (începînd cu 12 V). Printre parametrii tehnici mai importanți se pot enumera : curentul de sudare 20 A/12 V — 275 A/33 V DZ 100% ; 20 A/12 V — 315 A/32 V DZ 60% ; tensiunea de sudare 12—36 V în2×16 trepte ; diametrul sîrmei de sudare 0,8—1—1,2—1,6 mm ; viteza de avans a sîrmei 1—11 m/min sau 1,5—15 m/min ; tensiunea de alimentare 3 × 380 V ; capacitatea necesară totală 14 kVA. Acest exponat a concurat la medalia de aur, pe care a obținut-o datorită calităților sale.

Greta Andrei

Produse cu caracteristici superioare ale industriei electrotehnice prezentate la Tîrgul de la Brno 1973 de întreprinderea de comerț exterior STROJEXPORT — Praga

Printre produsele prezentate la Tîrgul internațional de construcții mecanice de la Brno, ediția 1973 un loc însemnat l-au avut cele expuse de STROJEXPORT, a doua societate de comerț exterior ca importanță, din Republica Socialistă Cehoslovacă, care se ocupă cu exportul și importul mașinilor și echipamentelor mecanice și electrotehnice. În anul 1973 această societate de comerț exterior a expus și o serie de produse ale industriei electrotehnice, din care vom descrie pe cele mai reprezentative.

Ventilatorul axial tip V905

Instalația de ventilație de tip V 905 (fig. 1) servește la admisia de aer, fără impurități abrazive și se folosește la turnurile mari de răcire cu destinație industrială. Ventilatorul funcționează la temperaturi de la —10°C la +40°C și la umiditatea relativă de 100%.

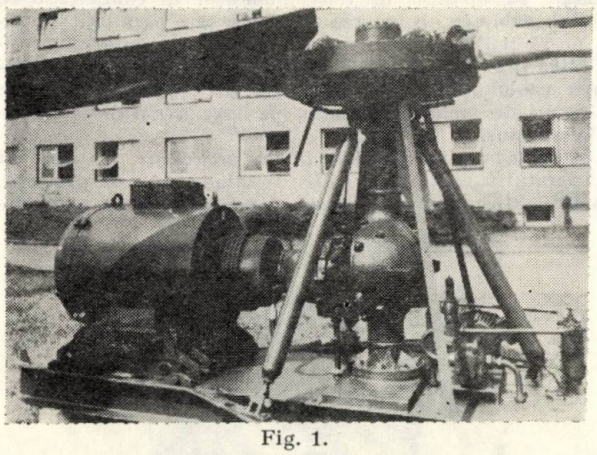


Fig. 1.

Ca instalație individuală ventilatorul reprezintă o unitate care se construiește în interiorul sistemului turnului de răcire. Componența constructivă a sa permite efectuarea unor modificări dependente de diametrul rotorului și numărul paletelor și de asemenea, dă posibilitatea diferitelor reglări de instalare. Tipul V 905 are diametrul de 6 m și rotor cu patru palete. Tipul V905 A are diametrul de 8 m și rotorul cu trei palete. Acest din urmă tip este destinat pentru instalarea la turnurile de răcire care au avut înainte alt sistem de ventilație.

Din punct de vedere al exploatării, componența constructivă a instalației de ventilație V 905 prezintă o serie de avantaje, printre care : posibilitatea de a se înlocui cu ușurință diferite grupuri de asamblare sau piese izolate, fără a fi necesară demontarea întregii instalații de ventilare ; o greutate relativ mică, în comparație cu vechile tipuri de ventilatoare ; piesele pot fi controlate cu ușurință. Datorită unor detalii speciale de montaj, ventilatoarele se pot monta simplu la turnul de răcire respectiv. Grupurile de montare ale instalației de ventilație cuprind, în funcție de tipul unității de ventilare, capul rotorului cu 3 sau 4 rulmenți încastrați, cu ajutorul cărora se învîrt paletele. Corpul capului rotorului este din oțel turnat, iar aripioarele oscilante sînt din oțel cementat.

Cutia de transmisie este destinată pentru avansul și reducerea mișcării de rotație, produsă de electrotromotor (puterea 75 kW), a paletelor rotorului. Cutia de transmisie este în două trepte. Mufa, sau manșonul, reprezintă una din părțile principale ale instalației de ventilație și este compusă din două părți (una centrifugă și alta cu came) cuplate într-un singur corp C. Carcasa ventilatorului este realizată dintr-un material plastic cu inserție de sticlă și este compusă din cîteva părți pentru a ușura manipularea în timpul nefuncționării uneia din piesele ventilatorului.

Ventilatoarele axiale de tip V 905 sînt fabricate de Uzinele de instalații pentru ventilație — Milevsko și fac parte din programul de export al societății STROJEXPORT din Cehoslovacia.

Motoare pas cu pas cu rotor reactiv

Întreprinderea MEZ Nachod a conceput o serie de motoare pas cu pas cu rotor reactiv de tip 22 Dj 106, Z22 Dj113, Z22 B104 Z22 QO 108 și Z22 QX 109, precum și blocurile de comandă pentru ele. Aceste motoare sînt patrufazice și sînt destinate pentru comanda în patru, sau în opt timpi a schemelor de comandă. Ele fac parte din cele mai noi realizări ale industriei cehoslovace.

Rotorul fixat pe rulmenți cu bile, are corpul din aluminiu la toate tipurile de motoare menționate, cu excepția celor mai mici, la care corpul rotorului este fabricat din rășini epoxidice. Clasa de izolație „B" permite o bună funcționare și utilizare a bobinajului, din punct de vedere al curentului. La o singură rotație motorul efectuează, în cazul schemei în patru timpi, 120 pași. La motoarele de tip mic, statoarele sînt alcătuite din 8 segmenți, rotorul fiind de tip reactiv cu șase dinți. La o rotație, un asemenea motor realizează, în cazul schemei de comandă în patru timpi —24 de pași. Amortizorul mecanic asigură funcționarea sigură și silențioasă în toate gamele de frecvențe. Principalele caracteristici ale motoarelor pas cu pas sînt cuprinse în tabela 1 de mai jos, pe tipuri de motoare.

Redresoare cu siliciu pentru locomotivele electrice și automotoare

Modernizarea și electrificarea căilor ferate impun aplicarea pe scară tot mai largă a locomotivelor electrice și a automotoarelor atît în curent monofazat, cît și cu transformatoare de curent alternativ monofazat. Aplicabilitatea cea mai mare o au, în prezent, locomotivele electrice de curent alternativ,

Tabela 1

Tipul motorului		Z 22 OJ106		Z 22 DJ113		Z 22 LB104		Z 22LT105		Z 22Q0108		Z 22QX109	
Comanda	nr. timpi	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8
Pasul motorului	gradul	15	7,5	1,5	7,5	3	1,5	3	1,5	3	1,5	3	1,5
Frecvenţă nominală	Hz	250	500	220	270	800	1 200	500	800	600	770	200	350
Frecvenţa totală	Hz	1 500	3 000	1 500	1 500	1 000	1000	7 000	1 000	6 000	10000	3000	5000
Curentul de fază	A	0,35		0,175		1,2		2,0		2,25		2,25	
Rezistenţa ohmică/fază	ohmi	10		40		3,1		2,35		1,8		3,1	
Tensiunea nominală	V	48		48		48		48		48		48	
Momentul de inerţie	gcm²	4		4		25		140		476		788	
Greutatea	kg	0,3		0,3		0,82		2,15		3,8		6,2	

cu motoare de tracţiune de curent continuu, alimentat de redresoare cu siliciu.

Concernul C.K.D.—Praga din cadrul societăţii STROJ-EXPORT, realizează aceste redresoare, de nivelul cel mai perfecţionat, cu diode cu siliciu şi tiristoare, pentru locomotivele electrice şi automotoarele cu transformatoare de curent continuu monofazat, precum şi pentru circuitele de forţă auxiliare ale locomotivelor electrice şi automotoarelor cu motoare colectoare.

Redresoarele cu siliciu folosite în scopurile arătate mai sus prezintă o înaltă siguranţă în exploatare, necesită o servire simplă, uşoară, pot funcţiona în orice condiţii (la variaţii de temperatură ale mediului ambiant de la −50° la +45°C, la vibraţii şi în mediu de umezeală), au o mare fiabilitate şi dau un randament sporit. Aceste calităţi ale redresoarelor sînt îndeplinite în condiţii de gabarit şi greutate reduse.

Redresoarele cu siliciu mai au aplicabilitate la acţionările auxiliare ale locomotivelor electrice, adică la motorul-compresor şi la motorul-ventilator. În figura 2 este arătat unul din tipurile cele mai noi de redresoare fabricate în Republica Socialistă Cehoslovacă.

Acestea sînt numai cîteva din produsele de nivel avansat prezentate la ediţia a 15-a a Tîrgului de de la Brno de STROJ-EXPORT, care, împreună cu toate celelalte realizări tehnice, precum şi cu modul de organizare a expoziţiilor şi manifestările-tehnico-ştiinţifice au contribuit la cunoaşterea mai concretă a industriei cehoslovace, precum şi la stabilirea unor contracte rodnice, lărgind relaţiile de cooperare între state.

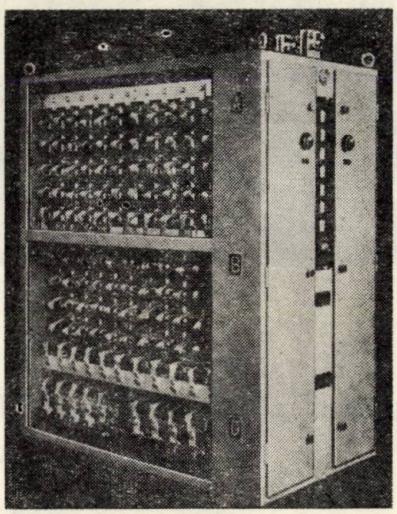


Fig. 2.

Greta Andre

TRANSELEKTRO — prezentă la Bucureşti cu un bogat sortiment de corpuri de iluminat.

Intreprinderea ungară de comerţ exterior TRANSELEKTRO s-a prezentat, pentru a cincea oară, în România cu o expoziţie independentă de aparatură şi corpuri de iluminat. Expoziţia a fost organizată în luna octombrie 1973, la Bucureşti în sala Palatului R.S.R.

După cum s-a arătat şi în expunerea făcută cu ocazia deschiderii oficiale a expoziţiei, TRANSELEKTRO este întreprinderea ungară de comerţ exterior prin intermediul căreia se realizează comerţul exterior maghiar în domeniul aparatajului de joasă şi înaltă tensiune şi al aparatelor electrocasnice.

Una dintre cele mai dinamice organizaţii pentru comerţul exterior din Ungaria, TRANSELEKTRO este realizatorul exportului a cîtorva sute de întreprinderi ungare, în peste 50 de ţări ale lumii.

Vasta gamă a produselor pentru export, pe care o îmbrăţişează în profilul său, cuprinde 10 mari grupe de produse şi anume :

1 — maşini electrice rotative;
2 — transformatoare;
3 — aparataj de înaltă tensiune;
4 — aparataj de joasă tensiune;
5 — centrale electrice şi de aer condiţionat;
6 — instalaţii electrice complete;
7 — conductoare pentru linii aeriene şi izolatoare;
8 — sîrme şi cabluri izolate;
9 — materiale de instalaţii şi corpuri de iluminat;
10 — aparate de uz casnic şi echipament electric pentru instalaţii hoteliere.

Scopul acestei ediţii a expoziţiei a fost prezentarea instalaţiilor de iluminat din toate categoriile pe care le produc, pre-

cum și un bogat sortiment de elemente de montaj și instalații electrice de interior.

Au fost prezentate: corpuri și instalații pentru iluminatul public și industrial (aparate pentru iluminatul halelor de montaj), lămpi cu vapori de mercur și tuburi fluorescente; accesorii pentru lămpile cu vapori de mercur și antideflagrante; reflectoare etc.

Majoritatea tipurilor de lămpi sînt produse de uzina „EKA" din Budapesta, uzină cu o tradiție de 88 de ani în acest domeniu, tradiție ce garantează o bună calitate a produselor sale.

Din familia reflectoarelor, prezentăm în figurile alăturate două tipuri diferite:

— reflectorul cu lămpi de incandescență cu flux dirijat (fig. 1) care poate fi orientat în toate direcțiile și cu înclinație dorită. Este realizat în gradul de protecție IP65 și este folosit pentru iluminarea piscinelor cascadelor;

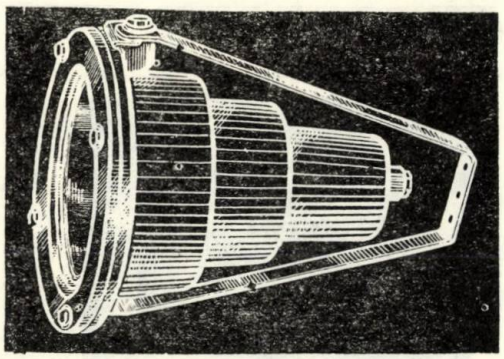


Fig. 1.

— reflectorul cu cuarț cu vapori de iod, (fig. 2) a cărui axă longitudinală poate fi orientată în poziție orizontală, înclinată și reglabilă. Gradul de protecție IP33.

Au mai fost prezentate și variate elemente de montaj și instalații electrice interioare cum ar fi: dulii, prize, siguranțe, întreruptoare, comutatoare de diverse tipuri (basculante,

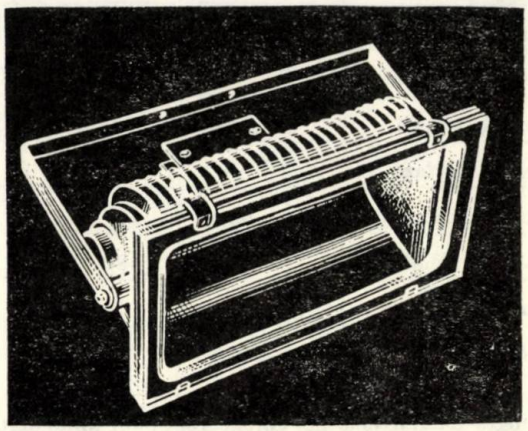


Fig. 2.

cu buton, industriale de c.a.), diferite combinații de prize și comutatoare etc.

Interesant a fost prezentată, sub formă de machetă, o instalație pentru iluminatul stadioanelor.

Vasta gamă de produse și instalații expuse împreună cu un bogat material documentar și prospecte puse la dispoziție de organizatorii expoziției ne-au ajutat să ne formăm o imagine clară asupra potențialului de producție și de export, în domeniile prezentate, al întreprinderilor ungare.

M.C.

Simpozionul „Rețele electrice în cablu de medie și înaltă tensiune" organizat de societatea elvețiană „DÄTWYLER"

În ziua de 25 octombrie 1973, societatea elvețiană „Dätwyler A.G. Sweizerische Kabel — Gummi und Kunststoffwerke" a organizat la Sala Palatului R.S. România un simpozion cu privire la noile tendințe în construcția rețelelor electrice, în cablu de medie și înaltă tensiune, de 10... 220 kV, la care au participat numeroși specialiști din cercetare-proiectare, industrie și exploatare, care lucrează în acest domeniu (ICPE, ICE, FCME, IPE și ISPE din București). În cadrul simpozionului, reprezentanți ai firmei Dätwyler" au expus două referate cu privire la cablurile de medie și înaltă tensiune, izolate cu polietilenă, structura, avantajele și posibilitățile de utilizare a lor în rețelele electrice.

Referatele prezentate au relevat evoluția vertiginoasă în domeniul maselor termoplastice, care a deschis drumuri noi pentru izolarea cablurilor de medie și înaltă tensiune. S-a arătat că la început s-a crezut că două tipuri de materiale termoplastice: polietilena și policlorura de vinil sînt izolațiilor rețelelor de medie și însaltă tensiune (10...220 kV) în aceeași măsură destinate. Ulterior însă, pe baza experienței căpătate în ultimii 20 ani, domeniile de utilizare au fost separate, policlorura de vinil fiind întrebuințată pentru izolații de joasă tensiune, iar polietilena, în special pentru izolații de medie și înaltă tensiune. Aplicînd această tendință societatea „Dätwyler" (Elveția) a realizat cabluri monofazate și trifazate de 10...220 kV, izolate cu polietilenă printr-un procedeu de extrudere în tandem, caracterizat prin ecranarea mai întîi a conductorilor de cupru sau aluminiu (secțiuni: 25—35—50—70—95—120—150—185—240—400 mm²) cu un înveliș rezistent la scurtcircuit, care poate funcționa pînă la temperatura de 200°C, iar în cazuri excepționale chiar pînă la 240°C. Din acest motiv, cablurile de înaltă tensiune, de tip „Dätwyler", se comportă mai bine la scurtcircuit decît cablurile convenționale, sub plumb, cu izolație de hîrtie. După aplicarea ecranului pe suprafața conductorilor din cupru sau aluminiu, cablurile se grafitează cu un film adeziv și conductibil și se înfășoară cu un ecran suplimentar din banda de cupru. Apoi se izolează cu polietilenă, prin extrudere și răcire treptată în băi cu apă de răcire. Principalul element nou care apare în construcția acestor cabluri a fost absența totală a descărcărilor parțiale, în regim permanent de funcționare a rețelelor, în care au fost ele montate. Așa cum au arătat cele două referate, experiența și cercetările au condus la concluzia că prin controlul cablurilor în cursul fabricației s-au pus în evidență descărcările parțiale produse din cauza nerespectării procedeelor tehnologice și au fost luate măsuri tehnice de eliminare completă a descărcărilor parțiale respective. În acest scop, societatea „Dätwyler" a construit o instalație de măsurare a descărcărilor montate într-o cușcă „Faraday" prin care trece cablul fabricat cu o viteză constantă. Măsurarea are loc pînă la descărcări de 0,5 pC. În felul acesta, orice defect cît de mic, din interiorul izolației, poate fi detectat. Numai așa se ajunge la o certitudine absolută asupra calității prescrise a cablului.

Unul din referate a arătat că o caracteristică a noilor cabluri de înaltă tensiune, izolate cu polietilenă de 20...220 kV, este conductibilitatea lor termică remarcabilă, astfel încît căldura disipată în cablu poate fi preluată ușor de mediul ambiant. A fost exprimată părerea că în cazul unor suprasarcini mari termoplasticitatea polietilenei nu a produs deplasarea conductorilor cablurilor, iar prin încălzirea ciclică a rețelelor în cablu, cu izolația de polietilenă, s-a demonstrat că acestea pot suporta o suprasarcină însemnată, timp de

la cîteva ore. Acest lucru este important în cazul unor curenţi puternici de scurtcircuit, care perturbă echilibrul termic şi provoacă o ridicare a temperaturii cablurilor.

Majoritatea reţelelor în cablu, din Elveţia, fiind conectate la linii aeriene sînt expuse în mod automat supratensiunilor atmosferice, adică la tensiuni de impuls. Aceste supratensiuni sînt independente de tensiunea de exploatare şi pot atinge valori foarte mari. Spre exemplu, pentru cablurile de 20 kV se cere o anumită rezistenţă, la o tensiune de impuls de 125 kV_{eff} şi anume la 10 impulsuri. Pentru determinarea limitei capacităţii unui cablu de 20 kV, izolat cu polietilenă tensiunea de impuls a fost ridicată cu cîte 25 kV după fiecare 10 impulsuri. S-a arătat că străpungerea s-a produs la 425 kV_{eff}. Această valoare depăşeşte cu mult comportarea la impuls a altor tipuri de cabluri cu izolaţie de hîrtie şi manta de plumb. Diferenţe concrete între cablurile izolate cu polietilenă şi cele izolate şi protejate cu hîrtie şi manta de plumb s-au putut constata şi cu privire la efectele unor avarii provocate de supratensiuni. În timp ce la cablurile izolate cu PE ne putem aştepta mai curînd la o defectare a izolaţiei într-un punct oarecare, la cablurile cu hîrtie-plumb defectarea are loc mai frecvent la cutia terminală. În primul caz defectul din cablu se poate detecta şi repara iar în cazul al doilea există pericolul ca prin forţa exploziei cutiei terminale să fie avariate şi alte aparate ale staţiei respective. Cutia terminală a cablului cu plumb-hîrtie reprezintă, deci, numai o protecţie de sensibilitate redusă. Garnitura terminală tip „Dätwyler", pentru cabluri cu polietilenă însă, posedă o mare rezistenţă internă şi prezintă distanţe de străpungere foarte mari. În cazul conductelor montate pe stîlpi de lemn, distanţa de străpungere poate fi micşorată dacă, pe lîngă garnitura finală a cablului, se pun la pămînt şi suporturile izolatoarelor din conductă aeriană. În legătură cu acest aspect unul din rezultate a arătat că, pe muntele Ceneroso din Elveţia, la circa 1 700 m altitudine, funcţionează de circa 15 ani un cablu de 60 kV. izolat cu polietilenă conectat la o conductă aeriană. Cablul este protejat la ambele capete prin descărcătoare de supratensiune. În timp ce conducta aeriană este lovită de trăsnet în medie de circa 200 ori pe an, cablul izolat cu polietilenă nu a fost avariat niciodată.

Referatele au pus în evidenţă avantajele reţelelor electrice în cablu cu izolaţie de polietilenă de 10...220 kV şi anume: mai puţine manşoane pe traseuri lungi, personal mult mai redus pentru pozare, decît în cazul cablurilor izolate cu hîrtie şi protejate în manta de plumb; cablurile izolate cu polietilenă pot fi montate fără preîncălzire la temperaturi de —5°C, în anumite cazuri chiar şi la temperaturi mai joase, datorită unei construcţii simple, manşoanele cablurilor izolate cu polietilenă asigură o funcţionare fără avarii.

În concluzie apreciem că simpozionul a făcut cunoscute noile tehnici în construcţia reţelelor electrice în cablu de 10...220 kV şi a prilejuit o analiză critică utilă, în acest important domeniu.

Dr. ing. *Cruceru Constantin*

REFERATE

CZ 621. 315. *Cabluri, Conductoare*

CZ 621.315.5 :662.584

Prümmer, R. **Producerea de materiale electrice prin metalurgia pulberilor explozive.** (Herstellung von Elektrowerkstoffen durch Explosiv-Pulvermetallurgie). În: ETZ— B, nr. 6 1973, p. 120—121, 3 figuri.

Pentru producerea unor materiale cu densităţi ridicate, necesare contactelor electrice de calitate superioară, se utilizează pulberile metalice supuse unor presiuni ridicate, produse, la rîndul lor, prin detonaţia pulberilor explosive. Pulberile metalice s-au dovedit a fi mai avantajoase pentru contactele electrice decît metalele pure, sau decît aliajele metalice. Metalele componente sînt amestecate în anumite proporţii, măcinate fin, supuse unor înalte presiuni şi apoi aglutinate. Densitatea obţinută este cu atît mai mare, cu cît a fost ridicată presiunea la explozie. Contracţia materialului după aglutinare este neglijabilă. O secţiune arată dispozitivul de explozie, iar o figură redă o secţiune şlefuită şi mărită la microscop a unui astfel de material, compus, în cazul de faţă, din wolfram, argint şi cupru. O altă figură prezintă secţiunea microscopică a unui material pentru inele colectoare, compus din Ag, Cu şi MoS. Sulfitul de molibden sau de grafit îndeplineşte rolul de lubrifiant. Presiunile produse de explozii sînt de circa 330 kbar.

La o alegere corespunzătoare a parametrilor pulberilor explozive (puterea şi durata exploziei), materialele greu fuzibile, cum ar fi wolframul, se pot aduce la densităţi, care să corespundă cu aproape 100% din densitatea teoretică. Materialele astfel obţinute pot fi prelucrate, în multe cazuri, în maşini aşchietoare.

Gh. C.

CZ 621. 32 *Iluminatul electric*

CZ 621.326.7.072.2.

Rekowsky, C.K. **Sisteme de reglare a luminozităţii.** (Kleine Praxis der Helligkeitsstenerungen) În: ETZ—B nr. 1 1973, p. 1—6, 2 graf., 2 tabele, 4 scheme, 2 foto.

Reglarea luminozităţii în instalaţiile de iluminat nu mai este rezervată actualmente numai sistemelor mari. Tehnica semiconductoarelor permite rezolvări mai ieftine şi cu cerinţe reduse ale sapţiului ocupat, făcînd posibile instalaţii simple cu deservire uşoară. Scopul reglării în instalaţiile de iluminat este variaţia continuă a intensităţii de iluminare corespunzător cerinţelor momentane. Cerinţele puse sistemelor de reglare sînt următoarele: siguranţa necesară în primul rînd la iluminatul străzilor, tunelelor, aerodromurilor, sălilor de operaţie, semnalizărilor de circulaţie; să nu afecteze sănătatea, în cazul locurilor de muncă (ateliere, săli de desen, laboratoare, birouri); adaptabilitatea la cerinţele de moment (congrese, conferinţe, filme, săli de cursuri); efectul necesare în cazul expoziţiilor, scenelor de teatru, muzeelor; atmosferă plăcută în locuinţele particulare.

Suprapreţul instalaţiilor astfel concepute se amortizează prin economia de consum a energiei electrice ce se realizează cu ele şi prin creşterea duratei de viaţă a lămpilor.

Metodele de reglare la diversele categorii de lămpi sînt diferite în funcţie de caracteristicile lămpilor (incandescente, fluorescente, cu xenon). Din grafice se deduce că lămpile incandescente şi cele fluorescente nu pot fi racordate paralel la acelaşi sistem de reglare. Se arată apoi, într-o comparaţie, că în cazul firului incandescent o lampă de 40 W produce un flux de $0{,}4 \times 10^2$ lmh avînd o durată de 1 000 h pe cînd un tub fluorescent de 40 W produce 12×10^6 lmh cu o durată de 7 500 h.

În încheiere, o schemă prezintă detalii privind racordul tuburilor fluorescente la sistemul de reglaj. Cele 3 sisteme de racord sînt descrise din punct de vedere al caracteristicilor de funcţionare şi al elementelor componente. Se mai dau apoi indicaţii în privinţa transformatorului şi a compensării curentului defazat.

Gh.C.

CZ 621, 33, *Tracţiunea electrică*

CZ. 621.335.9.004

Hochhäusler, P. **Noi consideraţii privind exploatarea trenului magnetic plutitor.** (Neue Erkenntnisse für den Betrieb der magnetischen Schwebebahn). În: ETZ—B nr. 3, 1973, p. 45—47, 3 scheme, 2 foto.

Materialul prezintă un model de tren plutitor, care urmează să realizeze viteze de 500...1 000 km/oră şi care nu utilizează nici şine de susţinere magnetică sau de conducere şi nici şine de contact pentru transmiterea energiei. Acesta este un vehicul care circulă pe o suprafaţă complet plană, cu viteza de mai sus. Un alt model de tren cu lungimea de 64 cm (în realitate această lungime fiind de 7 m), greutatea de 12 kg şi o înălţime de plutire de 3...4 cm a fost prezentat, în funcţiune,

expoziția industrială din Berlinul de Vest, în 1971. La acest model s-au utilizat 16 sisteme magnetice, compuse fiecare din cîte două bobine de self trifazice, fără jug superior de fier. Bobinele de self sînt legate în triunghi. Se explică apoi cum, prin repartizarea cîmpului de dispersie, vehiculul este stabilizat față de deplasări laterale. Traseul va fi executat sub forma unui motor de inducție cu mișcare liniară. Spre a se economisi fierul, experiențele executate de Powell și Danleg au demonstrat că se poate utiliza aluminiul. Puterea reactivă se compensează cu condensatori. Bobinele magneților sînt alimentate cu 30, respectiv 10 kV.

Sistemul magnetic provoacă mișcarea vehiculului, ca în cazul unui dublu motor liniar, într-o direcție sau alta, în funcție de sensul de rotație a cîmpului. Se explică apoi cum poate fi oprit vehiculul deasupra a două sisteme de magneți cu sensuri inverse ale cîmpului. Viteza de circulație este proporțională cu pasul polilor de la sistemul magnetic și cu frecvența. Vehiculul poate urca pante cu o înclinație de 35%. În privința siguranței de funcționare este tratat cazul ieșirii din funcțiune a unui sistem magnetic la plină viteză, ceea ce nu reprezintă întreruperea circulației. Urmează diferite recomandări privind siguranța circulației (semnale luminoase infraroșii, aparataj radar etc.) și alegerii frecvenței. Este descrisă construcția vehiculului de aluminiu, forma sa și producerea energiei necesare circuitului de iluminat. În vederea economiei de energie se pot lăsa sub tensiune doar acele sisteme magnetice, peste care trece vehiculului în momentul respectiv sau se poate face uz de bobine supraconductoare fără miez de fier.

Sistemul trenului plutitor este indicat în primul rînd pentru distanțe mari, care trebuie parcurse cu viteze atît de ridicate, pe care nu le poate asigura menținerea contactului electric la vehiculele pe șine. Comparînd rentabilitatea la vehiculele suspendate și la cele pe șine, trebuie ținut seama atît de prețul vehiculelor cît și de cel al liniei, avîndu-se în vedere că, în schimbul scumpirii căii, vehiculul plutitor se compune doar dintr-un fund de aluminiu cu caroseria suprapusă, fără motoare de acționare și fără tot aparatajul de comandă. În privința rentabilității trenului plutitor se mai adaugă faptul că, nu există uzură nici la vehicul nici la cale, aceasta fiind introdusă într-un canal de beton acoperit, deci, invizibil de-a lungul căilor. Referitor la randament trebuie avută în vedere încălzirea sistemelor magnetice și a fundului vehiculelor, datorită curenților turbionari.

Gh.C.

CZ 621.335.9.013.22

Polgreen, G. R. **Suporturi magnetice pentru sisteme de transport pe traseu propriu.** (Magnetabstützungen für spurgebundene Transportsysteme). In: ETZ-B, nr. 3, 1973, p. 48–49, 2 figuri.

Actualmente se lucrează intens, în special în Franța, Anglia și R.F. Germania, la ameliorarea transportului pe cale (traseu) proprie în scopul eliminării dezavantajelor proprii transportului pe roți (greutate mare a vehiculelor pentru preîntîmpinarea deraierilor, zgomotul frecării roților). Principial se tratează două sisteme: folosirea pernelor de aer comprimat pentru menținerea unui echilibru de plutire sau utilizarea de suporturi magnetice, care par a fi preferate în Anglia și în R. F. Germania.

Suporturile magnetice se obțin, fie prin atracția magnetică a polilor de sens contrar, fie prin respingere magnetică între polii de același sens.

Cînd se utilizează forța de atracție magnetică, aceasta trebuie să fie egală cu greutatea vehiculului. Vehiculul posedă magneți permanenți cu polii dirijați în sus spre o placă de oțel, care reprezintă calea. După legea inducției magnetice polii N și S ai vehiculului, sînt dirijați înspre placa de sub cale, unde produc poli de sens contrar, care atrag polii vehiculului, acesta rămînînd suspendat de aer. Numai cînd această forță de atracție va fi egală cu greutatea vehiculului, acesta va plana stabil în aer, altfel, vehiculul se va lipi de placa de sub cale, cînd forța de atracție va fi prea mare, sau va cădea în jos, cînd această forță va fi prea mică. Această labilitate se evită prin electromagneții adiționali de curent continuu, a căror forță de atracție este reglată automat în funcție de distanța dintre vehicul și cale.

În cazul utilizării respingerii magnetice construcția este de așa natură încît polii N cît și polii S ai magneților permanenți (din ferită) din vehicul se găsesc față în față cu polii N și S ai căii de sub vehicul realizîndu-se astfel o forță de respingere mai puternică. Folosirea electromagneților la suportul vehiculelor prezintă avantajul că produc o forță magnetică stabilă, necesitînd însă un consum mare de energie și cheltuieli ridicate de reglaj și exploatare.

Sistemul prin atracție magnetică prezintă față de cel prin respingere două mari avantaje: necesită, la aceeași greutate a vehiculului, doar 1/10 din greutatea magneților permanenți ai sistemului prin respingere; la sistemul prin atracție calea nu necesită magneți permanenți ci doar o placă de oțel moale.

Magneții cu bobinaj supraconductor, experimentați în ultimul timp de diferite întreprinderi americane și europene prezintă avantaje promițătoare. La temperaturi sub 20°K (−253°C) anumite materiale (aliajele de niobiu) devin supraconductoare și deci nu consumă energie. Consumul de energie de circa 10% al acestor magneți este folosit la răcire. La această metodă semiconductorul se găsește în vehicul, calea conținînd aluminiu cu mare conductibilitate. În timpul mișcării se produc în aluminiu curenți turbionari, formîndu-se astfel poli magnetici și un echilibru stabil necesar susținerii vehiculului. Contra acestui sistem intervine deocamdată prețul ridicat atît al magnetului supraconductor cît și al instalației de răcire. Șinele necesare suspensiei prevede o construcție asemănătoare telefericului, ceea ce limitează însă viteza de circulație la circa 300 km/oră.

Gh. C.

Stock, F. și Vetter, H. **Construcția cu straturi conductoare.** (Konstruieren mit leitenden Beschichtungen). In: ETZ–B, nr. 11/1973, p. 262–265, 1 desen, 4 foto., 3 tabele.

Față de legăturile electrice realizate cu conductoare clasice, schemele imprimate prezintă mari avantaje din punct de vedere al realizărilor, al spațiului ocupat și al prețului de cost. Schemele imprimate se confecționează din particule metalice conductoare foarte mici (în jurul unui μm), grafit, platină, aur, argint etc., în straturi de 5...10 μm amestecate cu lianți (alcool, apă, anumite cauciucuri sau elemente anorganice, cum ar fi Ka, Na și unele sticle, care se solidifică relativ repede la temperatura ambiantă, în afară de cazuri speciale, unde liantul este vaporizat prin încălzire. Materialul conductor se aplică pe placa izolantă după metode variate, cum ar fi stropitul, pensulatul, imersiunea sau laminarea. Însușirile schemelor imprimate (rezistențe electrice ridicate sau scăzute) sînt în funcție de pigmenții și lianții utilizați. Astfel, grafitul utilizat la schemele imprimate, pe lîngă conductibilitatea electrică ridicată, posedă și o conductibilitate calorică urcată, favorabilă răcirii, fiind, în plus, și un bun lubrifiant, deci utilizabil la căile potențiometrilor. Rezistența chimică la schemele imprimate se măsoară într-un mod special, ca rezistență de suprafață, explicîndu-se într-o figură faptul cum aceasta la o anumită rezistență specifică a materialului conductor depinde doar de grosimea imprimării.

Într-o tabelă se prezintă însușirile schemelor imprimate (rezistența la suprafață, temperatura maximă suportată, uzura, influența temperaturii etc.) în funcție de lianții utilizați. O altă tabelă conține însușirile lianților, iar ultima arată rezistența de suprafață pentru un strat de 25 μm la diferitele scheme imprimate.

În încheiere sînt date cîteva exemple din multiplele utilizări ale schemelor imprimate: regulatoare de temperatură, măsurătoare de radiații, elemente electronice ieftine, piese necesare autovehiculelor sau gospodăriei casnice.

Gh. C.

CZ 621 *Mașini electrice. Generatoare. Motoare*

Happoldt. H. **Generatoare de mare putere.** (Generatoren grosser Leistung). In: ETZ–B, nr. 14/1973, p. 284.

Trecerea de la unitățile de 600 MW la cele de peste 1 GW a ridicat probleme complexe în proiectare și executare. În legătură cu condițiile producerii aburilor în reactoare s-au preferat, în locul generatoarelor bipolare (3 000 ture/min).

generatoare cu 4 poli, fapt ce a condus la dimensiuni şi greutăţi ridicate: diametrul rotorului unui generator de 1,5 GVA la $\cos\varphi = 0{,}8$ (adică 1,2 GW) şi 1 500 turaţii/min este de 1,8 m, lungimea de 7,5 m, greutatea rotorului de circa 200 t, iar a statorului de circa 370 t. Deoarece doar două întreprinderi din lume pot realiza partea forjată a unor astfel de rotoare, s-a trecut, în parte, la executarea lor din mai multe părţi forjate. Asemenea greutăţi, raportate la puterea de 1 GW, sînt, cu toate acestea, relativ foarte scăzute, ele reprezentînd doar 1/8 din greutăţile de acum 60 de ani. Chiar dacă la astfel de generatoare randamentul $\eta = 98{,}5\,\%$, cei 18 MW (la un generator de 1 200 MW) necesari pentru acoperirea pierderilor, au pus probleme noi de răcire. Diferitele etape în acest domeniu au fost: trecerea de la răcirea cu aer la răcirea cu hidrogen; înlocuirea conductorilor de cupru masiv cu conductori tubulari, prin care circulă lichidul sau gazul de răcire; răcirea bobinajului din stator (şi eventual şi a celui din rotor) cu lichide, în special cu apă, iar a celorlalte părţi cu hidrogen. O mare întreprindere a renunţat complet la hidrogen, care necesită o carcasă grea, etanşă şi sigură contra exploziilor şi a introdus răcirea cu lichid a tuturor părţilor din generator.

Puterea limită a marilor generatoare este actualmente 2 000 MVA la 300 ture/min, respectiv 3 000 MVA la 1 500 ture/min. Hotărîtoare este evoluţia pe terenul excitaţiei acestor generatoare. Maşina de curent continuu nu mai poate fi construită pentru puterile cerute. S-a trecut la generatorul cuplat direct cu maşina principală, care furnizează o tensiune trifazică variabilă redreastă prin diode. Pentru o reglare rapidă s-a recurs la tiristori alimentaţi cu o tensiune constantă din reţea sau de la un generator de curent trifazic. Apoi diodele rotative permit renunţarea la inelele colectoare ale generatorului, iar tiristorii rotativi pentru generatoarele mari sînt în fază de proiectare.

C. Gh.

Wolfgang: **Bobinaje în colivie. Solicitări şi modul de realizare a lor.** (Kafigwicklungen — ihre Beanspruchungen und Ausführugen). În: ETZ—B nr. 14/1973, p. 367...369, 7 desene, 2 foto., 1 diagr.

Articolul cuprinde indicaţii privind prevenirea pagubelor survenite la suprasolicitarea materialului sau prin execuţia necorespunzătoare, care provoacă porniri grele ale motoarelor trifazice cu bobinajul în colivie. În timp ce solicitările rotorului, datorate forţelor centrifugale sau intensităţii curentului, se pot calcula anticipat, influenţa căldurii este greu de stabilit. Solicitările calorice sînt superioare celor din motoarele cu inele colectoare, unde căldura se produce în reostatul de pornire. La pornirea în gol temperatura în rotor este egală cu energia cinetică a maselor accelerate, această temperatură crescînd la pornirea sub sarcină. Majoritatea defecţiunilor (întreruperilor) intervin la capetele de bare ale coliviei din cauza solicitărilor calorice datorită unor suduri necorespunzătoare. Din forţa centrifugă combinată cu cea provocată de curent, rezultă o solicitare sub formă de pulsaţie a barelor rotorului.

Este arătată şi solicitarea centrifugă a inelului de la capătul barelor (aceasta variind în funcţie de turaţie) precum şi solicitarea calorică a marginei exterioare a barelor.

Privitor la cauza defectării colivie sînt arătate în secţiune, diferite cazuri. Motivul principal al solicitărilor calorice este încălzirea neuniformă a diferitelor părţi din rotor şi lipsa unei legături elastice dintre elemente. Sînt prezentate diferite solicitări calorice axiale şi radiale în bare şi inele precum şi metode pentru evitarea lor. Astfel, este arătată o construcţie la care deasupra barei actică este montată în acelaşi canal o bară neracordată la inelele de capăt. Datorită curenţilor turbionari din această bară se produce doar o dilatare a barei active fără îndoirea acesteia. Pentru un motor astfel executat sînt arătate într-o diagramă caracteristicile principale (curent şi cuplu de pornire, turaj). La baza rezultatelor pozitive s-au constituit astfel serii de motoare cu puteri pînă la 2 200 kW cu 2,4 şi 6 poli. Ca putere maximă este indicat un motor cu 4 poli de la MW.

Gh. C.

CZ 621.318 *Magneţi. Electromagneţi*

Schüler, K.: **Magneţi permanenţi — Indici şi importanţa lor economică.** (Dauermagnete — Kenngrösse und wirtschaftliche Bedeutung). In ETZ—B nr. 19/1973, p. 514—518 cu 1 foto, 3 tabele, 9 graf.

Într-o vedere generală şi după un scurt istoric al evoluţiei sale sînt prezentaţi indicii şi însuşirile principale, precum şi materialele de bază ale magnetului permanent. Începînd cu definiţia magnetului permanent (un magnet, care după magnetizare pînă la saturaţie produce o anumită densitate de energie magnetică sub formă de densitate utilă) este arătată în două grafice variaţia diferitelor mărimi (intensitatea magnetică, inducţia, dispersia) în jurul unui magnet. În privinţa materialului unui magnet superior este arătată într-o figură importanţa remanenţei şi a cîmpului coercitiv. Puterea de aderenţă este prezentată într-un alt grafic, ca produs a permanenţei şi al cîmpului. Alte două grafice redau variaţia circuitului magnetic permanent respectiv transformarea intensităţii de energie mecanică în intensitate de energie magnetică.

Sînt analizate apoi materialele magneţilor permanenţi din punct de vedere al posibilităţii de utilizare economică a lor (preţ de cost, posibilitatea fabricaţiei şi utilizării), arătîndu-se că vin în consideraţie materialele „AINICO" şi feritele de bariu şi stronţiu a căror însuşire şi curbe de magnetizare sînt prezentate în alte 4 grafice. Magneţii din grupa „AINICO", conţinînd, printre altele, cobalt şi nichel sînt de circa 5 ori mai scumpi decît feritele însă coeficientul lor de temperatură este doar o zecime faţă de cel al feritelor. Feritele posedă un cîmp coercitiv de 3 ori mai mare decît cel al grupei „AINICO". Două tabele arată pentru anii 1960 şi 1970 şi pentru diferitele ţări din lume producţia de magneţi „AINICO" respectiv de magneţi feritici. Se deduce din aceste tabele că, în timp ce în 1960 producţia feritelor în majoritatea ţărilor de pe glob era mult inferioară producţiei de „AINICO", în 1970 cantităţile diferite au crescut pretutindeni. O diagramă arată creşterea exponenţială a cantităţilor de ferite în SUA, Japonia, şi R.F.G. între anii 1960—1970.

Articolul se încheie cu consideraţii privind sumele acordate cercetării magneţilor.

Gh. C.

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale, tehnice obișnuite, prezentarea unor realizări pe linia protecției muncii (dispozitive proiectate în acest scop etc.).

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele, interesînd industria, vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care nu au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat de autor, fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—10 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea, se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații valoroase, de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citirea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezbaterile matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie de asemenea, cu grijă literele majuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrierile originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, locul editurii, editorul, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

Numărul de referiri bibliografice (poziții din lista bibliografică) vor fi de cel puțin 6 și cel mult 26 pentru articolele originale. Limita superioară se va putea depăși numai în cazul sintezelor analitice.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2000 semne pe pagină). Pentru articole se recomandă 5—6 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titlurile, funcțiile, localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.014.31 :621.316.57.064.3 :681.14

Сасу Мими: **Метод анализа динамического поведения электрической дуги, моделированной на базе уравнения Ридера и Урбанека**

Electrotehnica **22**, №2, февраль 1974, стр. 37–47

Описывается метод, установленный автором для решения уравнения Ридера и Урбанека на аналоговой вычислительной машине и анализируется ряд результатов, полученных на основе исследования, проведенного при помощи вычислительной машины относительно влияния градиента потенциала в колонне электрической дуги и напряжения источника цепи размыкания на явление затухания и обратного зажигания электрической дуги обратной связи.

ДК 621.313.2.016.1 :621.3.016.33

Мургу Заира. **Анализ энергетических показателей для двигателей постоянного тока в случае переменного момента сопротивления в зависимости от скорости**

Electrotehnica **22**, №2, февраль 1974, стр. 47–51

Проводится анализ коэффициента полезного действия и непроизводственного расхода энергии для основных способов возбуждения двигателей постоянного тока в случае, когда его момент сопротивления изменяется со скоростью.

ДК 621.315.617.4 (498)

Никола, Гр. и *Обеждяну Корнелия.* **Новые типы мест пропитки для электротехники, осуществленные в стране**

Electrotehnica **22**, №2, февраль 1974, стр. 51–57

Описываются новые типы мест пропитки для электротехники, осуществленные в стране на предприятии кабелей и электроизоляционных материалов. Эти места имеют хорошие физико-математические и электрические свойства в нормальных условиях, при температуре 155° и влажности.

Поэтому рекомендуется в конструкции электрических машин и приборов применять пропитку обмотки для класса F—термической изоляции.

ДК 621.317.311.082.74

Стойка, А. **Установки для измерения постоянного тока путем автоматической компенсации ампервитков**

Electrotehnica **22**, №2, февраль 1974, стр. 57–63

Приводится анализ эффективности и пригодности двух основных систем поправки работы установок для измерения постоянного интенсивного тока, путем автоматической компенсации ампер-витков: а) метод, основанный на сжигании индуктивной связи между цепью измеряемого тока и компенсационной обмоткой и б) метод, основанный на применении замкнутой обмотки в коротком замыкании, расположенной на измерительной магнитной раме для восстановления той же индуктивной связи.

ДК 621.357.75 :546.56

Радович, О., Васс Чечилия и *Солаколу, И.* **Эффект температуры электролита на процесс блестящего нанесения меди в ванных на базе пирофосфата**

Electrotehnica **22**, №2, февраль 1974, стр. 63–66

Приводятся результаты исследования влияния температуры электролита при блестящем нанесении меди на базе пирофосфата на поляризацию электродов, выход тока и структуры покрытий.

ДОСТИЖЕНИЯ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ 67
ИЗ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ 67
НАУЧНЫЕ И ТЕХНИЧЕСКИЕ НОВОСТИ 68
ДОКЛАДЫ 73

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.014.31 :621.316.57.064.3. :681.14

Sasu Mimi : **Eine Analysenmethode des dynamischen Verhaltens eines auf Grund der Rieder-Urbanekscher Gleichung modelliertes Lichtbogens.**

Electrotehnica **22**, Nr. 2, Feb. 1974, S. 37–47

Es wird eine vom Verfasser festgelegte Methode für die Lösung auf einem Analogrechner der Rieder-Urbanekscher Gleichung dargelegt, wobei eine Reihe von Ergebnisse die mittels eines mit Hilfe des Rechners durchgeführten Studiums über den Einfluss des Potentialgradients der Lichtbogensäule und der Quellenspannung des Unterbrechungskreises auf die Lösch-und Wiederzündungserscheinigungen eines Reaktionslichtbogens erhalten wurden, analysiert werden.

DK 621. 313. 2.016.1 :621.3.016.33

Murgu Zaira : **Analyse der energetischen Indexe für Gleichstrommotoren im Falle des mit der Geschwindigkeit veränderliches entgegenwirkendes Drehmomentes.**

Electrotehnica **22**, Nr. 2, Feb. 1974, S. 47–51

Der Wirkungsgrad und der nichtproduktiver Energieverbrauch für die Haupterregungsarten des Gleichstrommotors falls sein entgegenwirkendes Drehmoment sich mit der Geschwindigkeit verändert, werden analysiert.

DK 621.315.617.4 (498)

Nicola Gr. und *Obejdeanu Cornelia* : **Neue Arten von ins Land zustandegebrachte Imprägnierungsstellen für Elektrotechnik.**

Electrotehnica **22**, Nr. 2, Feb. 1974, S. 51–57

Es werden neue Arten von ins Land beim Unternehmen für Kabel und Elektroisoliermaterialien (Intreprinderea de cabluri şi materiale electroizolante) zustandegebrachten Imprägnierungsstellen für Elektrotechnik vorgelegt. Diese Stellen besitzen gute physikalische, mechanische und elektrische Eigenschaften bei Normalbedingungen bei einer Temperatur von 155°C und bei Feuchtigkeit.

Aus diesem Grunde werden sie beim Bau von elektrischen Maschinen und Geräte für die Imprägnierung der Wicklungen der F—Wärmeisolierungsklasse empfohlen.

DK 621.317.311.082.74

Stoica, A. : **Einrichtungen für Messung des Gleichstromes durch Automatkompensation der Amperewindungen.**

Electrotehnica **22**, Nr. 2, Feb. 1974, S. 57–63

Die Wirksamkeit und Anwenbarkeit der zwei Hauptsysteme für die Betriebskorrektion der Einrichtungen für die Messung des intensiven Gleichstroms durch die Automatkompensation der Amperewindungen werden analysiert: a) die auf der Zusammenziehung der induktiven Kopplung zwischen dem Messtromkreis und der Kompensationswindung basierte Methode und b) die auf der Verwendung einer auf dem magnetischen Messrahmen für die Reduktion derselben induktiven Kopplung angeordnete Kurzschlusswindung basierte Methode.

DK 621.357.75 :546.56

Radovici, O., Vass Cecilia und Solacolu, I. : **Die Wirkung der Temperatur des Elektrolyts auf dem Glanzverkupferungsprozesses in Bäder auf Grund von Pyrophosphat.**

Electrotehnica **22**, Nr. 2, Feb. 1974, S. 63–66

Die Ergebnisse der Untersuchung des Einflusses der Temperatur eines auf Grund von Pyrophosphat zusammengestelltes Glanzverkupferungselektrolyts auf der Polarisation der Elektroden, Stromwirkungsgrades und Überzugsstruktur werden dargelegt.

VERWIRKLICHUNGEN AUS DER INDUSTRIE 67
AUS DER FORSCHUNGSTÄTIGKEIT 67
WISSENSCHAFTLICHE UND TECHNISCHE EREIGNISSE 68
BERICHTE 73

SOMMAIRE

CD 621.3.014.31 :621.316.57.064.3 :681.14

Sasu Mimi : **Une méthode pour l'analyse du comportement dynamique d'un arc électrique modélé à base de l'équation Rieder et Urbanek.**

Electrotehnica **22**, no. 2, févr. 1974, p. 37–47

On présente une méthode établie par l'auteur pour résoudre l'équation Rieder et Urbanek sur un calculateur analogique. On a analysé une série de résultats obtenus à la suite d'une étude effectuée à l'aide du calculateur, concernant l'influence du gradient du potentiel dans la colonne de l'arc électrique et la tension de la source qui se trouve dans le circuit d'interruption, sur les phénomènes d'extinction et de réallumage d'un arc électrique à réaction.

CD 621.313.2.016.1 :621.3.016.33

Murgu Zaira : **L'analyse des indicateurs énergétiques pour les moteurs de courant continu, dans le cas du couple résistant variable en rapport avec la vitesse.**

Electrotehnica **22**, nr. 2, févr. 1974, p. 47–51

On fait une analyse du rendement et de la consommation non-productive d'énergie pour les principaux modes d'excitation du moteur de courant continu, dans le cas ou le couple résistant est variable en rapport avec la vitesse.

CD 621. 315. 617. 4(498)

Nicola, Gr. et *Obejdeanu Cornelia* : **Nouveaux types d'endroits d'imprégnation pour l'électrotechnique, réalisés dans notre pays.**

Electrotehnica **22**, no. 2, févr. 1974, p. 51–57

On présente de nouveaux endroits d'imprégnation pour l'électrotechnique, réalisés dans notre pays, à l'Entreprise de câbles et de matériaux électroisolants. Ces endroits possèdent de bonnes propriétés physiques, mécaniques et électriques dans des conditions normales, à la température de 155°C et à l'humidité.

On les recommande donc pour la construction des machines et des appareils électriques lors de l'imprégnation des bobinages pour la classe F d'isolation thermique.

CD 621.317.311.082.74

Stoica, A. : **Installations pour le mesurage du courant continu par la compensation automatique des ampèrspires.**

Electrotehnica **22**, no. 2, févr. 1974, p. 57–63

On fait une analyse de l'efficience et de l'applicabilité des deux principaux systèmes de correction du fonctionenement des installations de mesurage du courant continu intense, par la compensation automatique des ampèrspires : a) la méthode basée sur le serrage du couplage inductif entre le circuit du courant de mesurage et l'enroulement de compensation, et b) la méthode basée sur l'utilisation d'un enroulement fermé en court-circuit, posé sur le cadre magnétique de mesurage pour réduire le même couplage inductif.

CD 621.357.75 :546.56

Radovici, O., Vase Cecilia et *Solacolu, I.* : **L'effet de la température de l'électrolyte sur le processus de cuivrage luisant dans les bains à base de pyrophosphate.**

Electrotehnica **22**, no. 2, févr. 1974, p. 63–66

On présente les résultats de l'étude de l'influence de la température d'un électrolyte de cuivrage luisant à base de pyrophosphate sur la polarisation des électrodes, sur le rendement en courant et sur la structure des recouvrements.

REALISATIONS DE L'INDUSTRIE 67
DE L'ACTIVITE DE RÉCHERCHES 67
MANIFESTATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES 68
RÉFÉRATS 73

CONTENTS

DC 621.3.014.31 :621.316.57.064.3 :681.14

Sasu Mimi : **A method of analysing the dynamic behaviour of an electric arc based on Rieder — Urbanek equation.**

Electrotehnica **22**, No 2, Febr. 1974, p. 37–47

Description of a method of resolving Rieder — Urbanek equation using an analogue computer — devised by the author of the paper. The author analyses a series of results, obtained by a study carried aut with the help of a computer, regarding the influence of the arc care potential gradient and of the source voltage of the breaking circuit on arc blow-out and arc back phenomena.

DC 621.313.2.016.1 :621.3.016.33

Murgu Zaira : **Analysis of power indicators for d.c. motors with load torques varying with their speed.**

Electrotehnica **22**, No 2, Febr. 1974, p. 47–51

The author analyses the efficiency and power consumption (required for the main modes of excitation) of d.c. motors with load torque varying with the speed.

DC 621.315.617.4 (498)

Nicola. Gr. and *Obejdeanu Cornelia* : **New types of Romanian-made impregnation varnish for electrical engineering.**

Electrotehnica **22**, No. 2, Febr. 1974, p. 51–57

The authors present new types of impregnation varnish turned aut by the Romanian Cables and Electroinsulating Materials Enterprise. This varnish shows good physico-chemical and electrical properties at temperatures up to 155°C, being also humidity resistant. These types of varnish are recommended for impregnation of windings when class F thermal insulation is to be achieved in electrical machines and equipment.

DC 621.317.311.082.74

Stoica, A. : **Direct current measurement installations based on automatic compensation of ampere turns.**

Electrotehnica **22**, No.2, Febr. 1974, p. 57–63

Analysis of the efficiency and applicability of the two main systems of correcting the intensive direct current measurement installations based on automatic compensation of ampere turns : a) method based on the reduction of the inductance compling of the current circuit to be measured an the compensating winding ; b) method based on a short circuit-winding arranged on the magnetic measuring frame designed for the reduction of the same inductance coupling.

DC 621.357.75 :546.56

Radovici, O. ; *Vass Cecilia* and *Solacolu, I.* : **Influence of electrolyte temperature on glossy electrolytic copper plating carried out in pyrophosphate bath.**

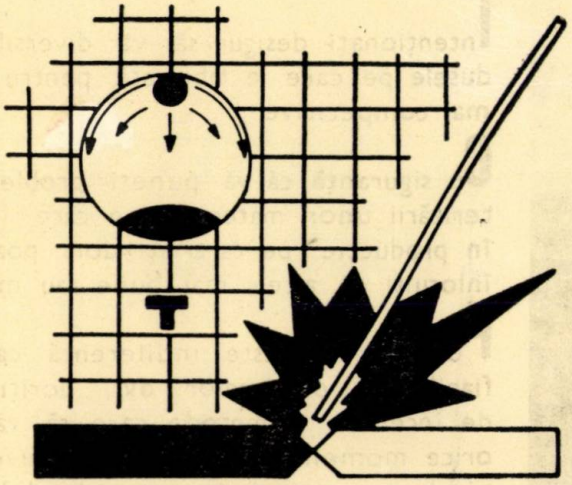
Electrotehnica **22**, No.2, Febr. 1974, p. 63–66

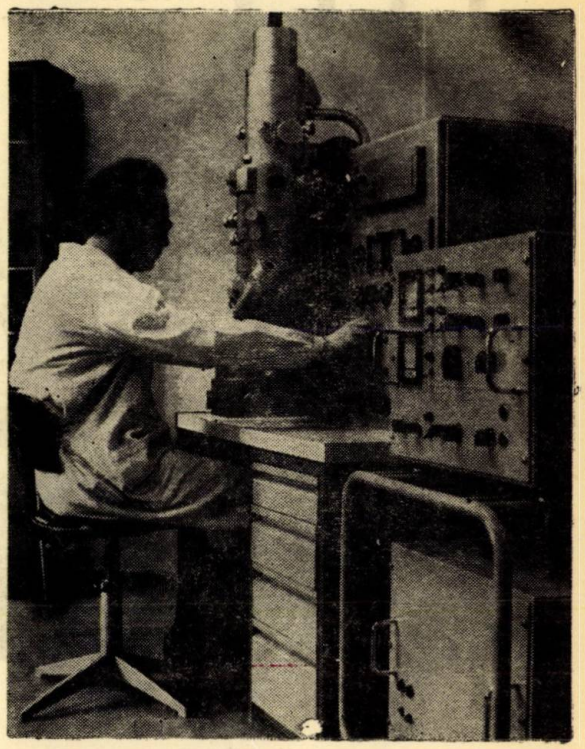
The authors present the results of a study of the influence of the electrolyte temperature, in a glossy copper plating pyrophosphate bath, on electrode bias, current efficiency and plating structure.

INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 67
RESEARCH ACTIVITY 67
SCIENTIFIC AND TECHNICAL EVENTS 68
REPORTS 73

M.I.C.M.G. - D.G.T.I.

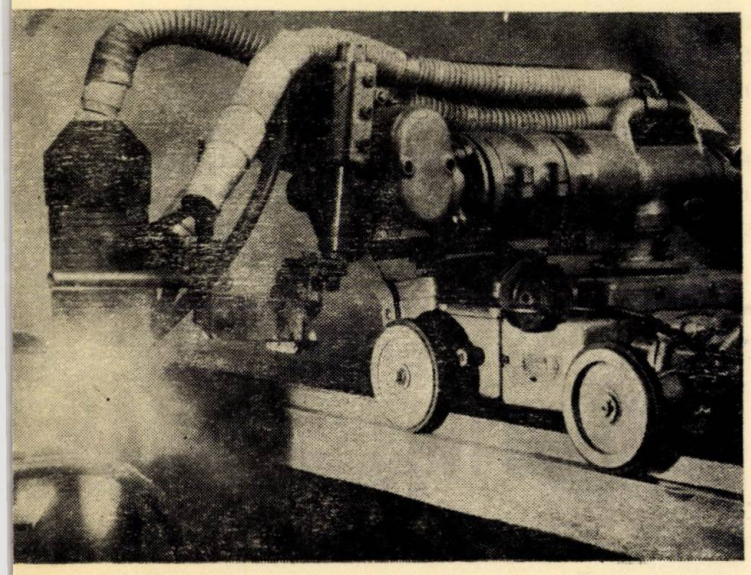
CENTRUL DE SUDURA SI INCERCARI LA OBOSEALA TIMISOARA





EFECTUEAZA, PE BAZA DE CONTRACTE, STUDII SI CERCETARI PRIVIND:

- Tehnologii de sudare a oţelurilor
- Tăiere si sudare cu plasmă şi microplasmă
- Dezvoltarea materialelor pentru sudare - oţeluri, electrozi, fluxuri
- Examinarea compatibilităţii la sudare(metale, materiale de adaos)
- Încercări mecanice pentru metale şi îmbinări sudate
- Control defectoscopic - ultrasonic şi magnetic
- Examinări la frecare-uzare, pentru metale şi garnituri de frictiune
- Analize chimice-analize metalografice-optice şi eletronice
- Determinări extensometrice(mecanice, optice, electrice)
- Tehnologii şi echipamente pentru procedee neconventionale de sudare



ACORDA ASISTENTA TEHNICA SI ORGANIZEAZA CURSURI DE SPECIALIZARE

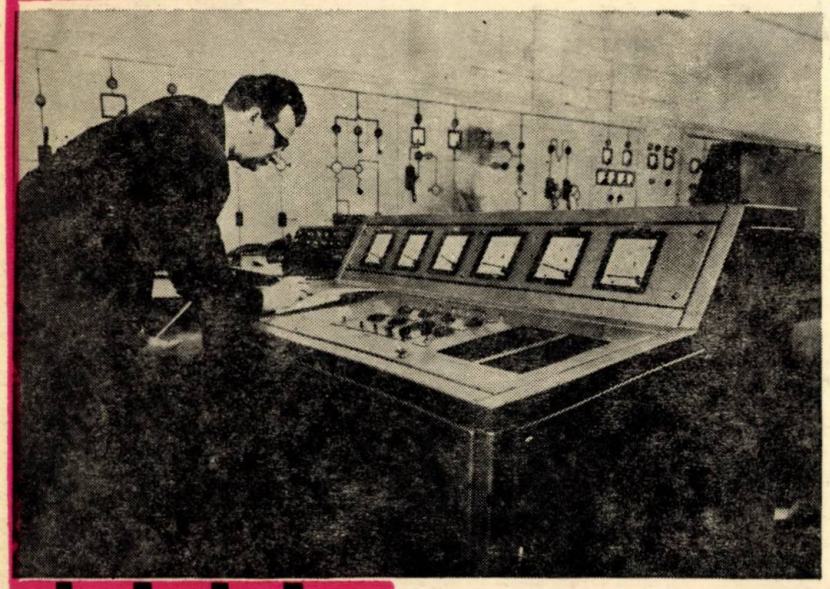
CSIO

TIMISOARA

Bd. Mihai Viteazu nr. 30

Telefon 1.54.70 - 2.19.42

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive.

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine.

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele?

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

1974 MAJ 16

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 de ani în activitate, care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE

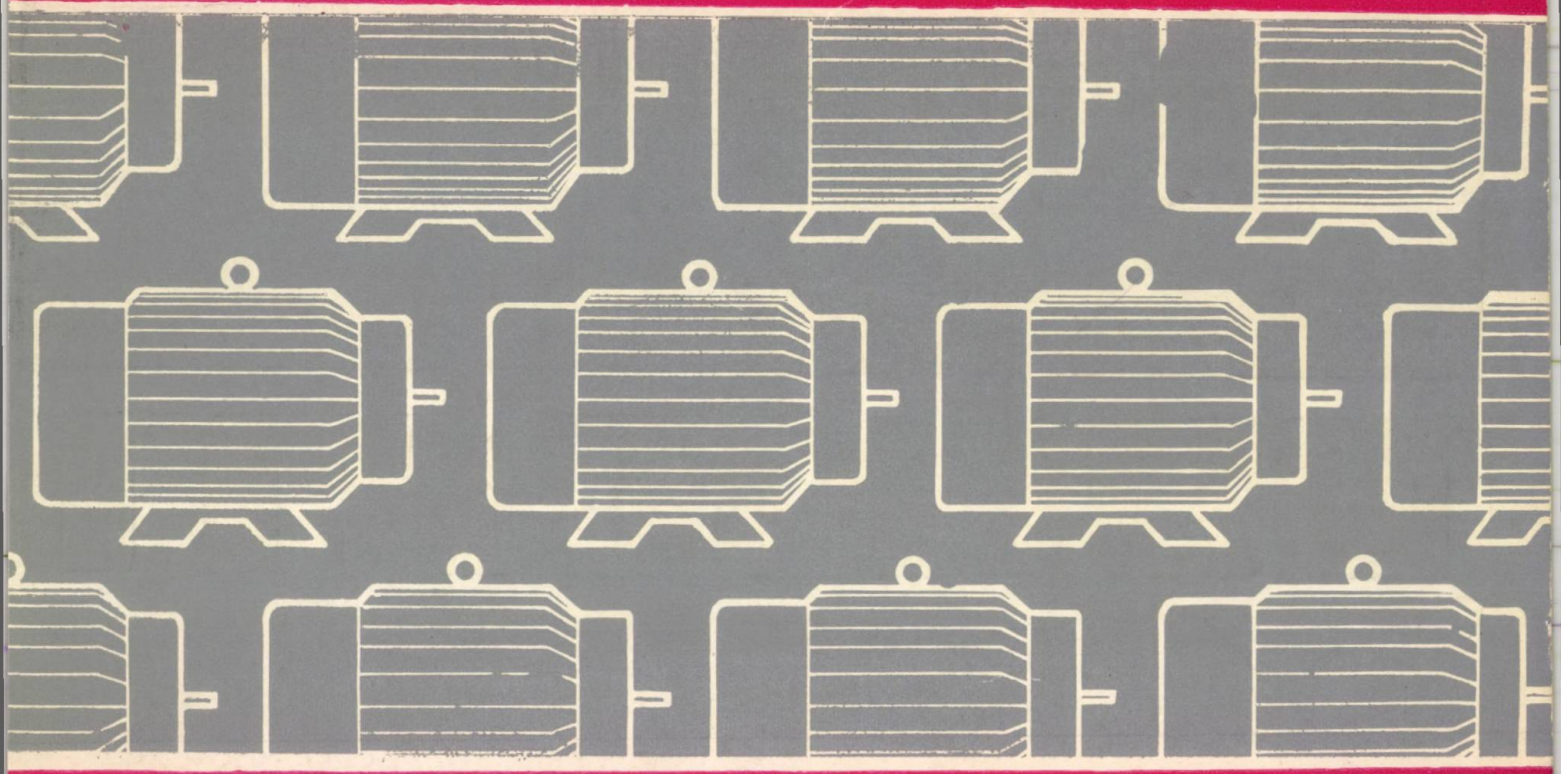
BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

R

REFERATIVA

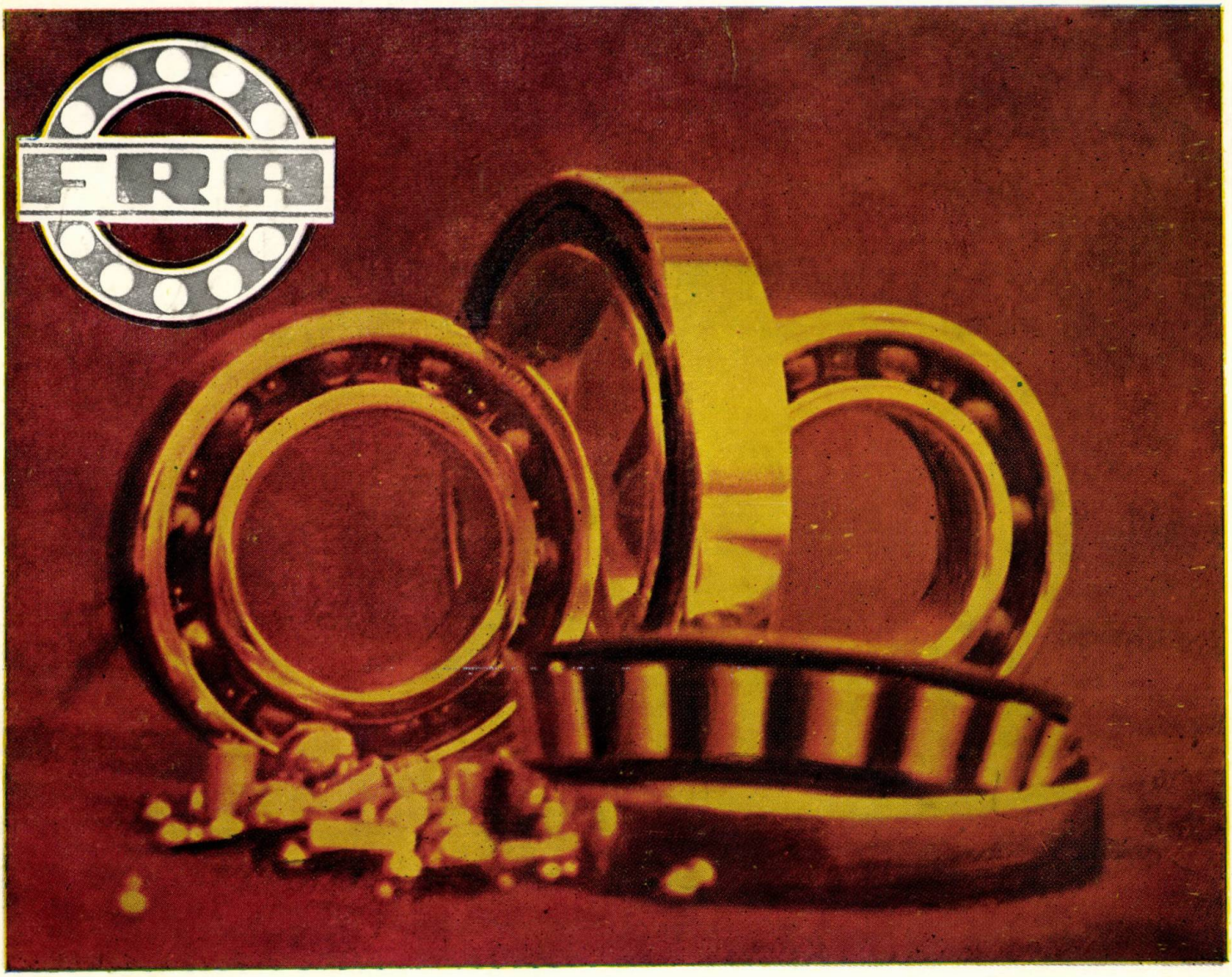
ELECTROTEHNICA



3

ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 22 ● Nr, 3 ● MARTIE 1974

INTREPRINDEREA DE RULMENTI – ALEXANDRIA



RULMENTI

DE CALITATE SUPERIOARA

RADIALI CU BILE PE UN SINGUR RÎND

- CU CAPAC DE ETANŞARE RS ŞI 2RS
- CU CAPAC DE PROTECŢIE Z ŞI 2Z
- PENTRU MOTOARELE ELECTRICE EL P6
- CU CANAL PENTRU INEL DE OPRIRE N

RADIALI AXIALI CU ROLE CONICE

- CU CONSTRUCŢIE INTERIOARĂ ÎNTĂRITĂ A

ELECTROTEHNICA

Anul 22 Nr. 3 pag. 77—112 martie 1974

CUPRINS

CZ 621.313.224—588.013.32.004.25

Nicolescu, E.: **Calculul fluxurilor şi al tensiunii electromotoare în generatoarele tip Guy la mersul în gol.**
Electrotehnica **22**, nr. 3, martie 1974, p. 77—81

Lucrarea tratează funcţionarea la mersul în gol a generatoarelor de tip Guy, pornindu-se de la relaţiile cele mai generale pentru aceste maşini şi determinîndu-se analitic legăturile care trebuie să existe între diferitele sale elemente, pentru ca funcţionarea maşinii să decurgă în condiţii convenabile.

CZ 621.313.1.017.7.001.25

Ivan, C.: **Considerarea temperaturii diferitelor părţi componente ale maşinilor electrice şi a transmisiei căldurii între ele.**
Electrotehnica **22**, nr. 3, martie 1974, p. 81—89

Se prezintă o serie de aspecte în legătură cu studiul termic al maşinilor electrice. Se consideră maşina electrică, din punct de vedere termic, ca fiind compusă din elemente termice, punîndu-se în evidenţă elementele active (surse de căldură) şi cele pasive. În baza ecuaţiilor de transmisie a căldurii se determină temperatura medie a elementului termic simplu.

În baza studiilor experimentale se determină, pentru motoarele asincrone închise, cu ventilaţie exterioară, temperaturile diferitelor elemente termice componente, rezultînd principalele căi de transmisie a căldurii.

CZ 621. 313.333.2.042.12

Boldea, I.: **Studiul efectului transversal şi de refulare la motoarele liniare bilaterale cu indus-placă, aşezat lateral-asimetric.**
Electrotehnica **22**, nr. 3, martie 1974, p. 89—93

Se prezintă o nouă metodă de calcul al repartiţiei cîmpului electromagnetic la motorul liniar cu indus-placă, aşezat lateral-asimetric. Se iau în consideraţie efectele transversale, de refulare şi dispersia în întrefier. Expresiile de calcul al parametrilor echivalenţi ai indusului şi al forţelor dezvoltate, verificate experimental în regim de scurtcircuit, constituie o modalitate mai completă de studiu a performanţelor motoarelor liniare.

CZ 621.314.224.045.1.002

Pesici, M.: **Solicitarea termică şi durata de viaţă a înfăşurărilor transformatorului de scurtcircuit.**
Electrotehnica **22**, nr. 3, martie 1974, p. 94—101

Transformatorul de scurtcircuit destinat încercărilor de mare putere este supus, în cursul încercărilor, şi unor solicitări termice importante. În articol se prezintă problemele unor cazuri particulare privind evoluţia încălzirii înfăşurărilor şi durata de viaţă a acestora. Se arată importanţa raportului dintre puterea nominală şi puterea de scurtcircuit, solicitată în punctul de alimentare şi se expun calculele pentru determinarea încălzirii înfăşurărilor. Se arată condiţiile necesare pentru o utilizare raţională a transformatorului la încercări şi se citează cîteva exemple asupra unor transformatoare speciale.

CZ 621.316.002.2 : 531.3

Buculei, M., Miţiş, S. şi *Popescu, I.*: **Calculul reacţiunilor din cuplele cinematice ale mecanismelor aparatelor electrice prin metode matriceale.**
Electrotehnica **22**, nr. 3, martie 1974, p. 101—105

În această lucrare se stabileşte o metodă analitică matriceală completă pentru calculul reacţiunilor din cuple, luînd în consideraţie diodele de aspect 1, 2 şi 3, precum şi acţiunea prin şoc a unor forţe, cazuri frecvente la aparatele electrice.

CZ 621.317.32/33 : 621 .314.634.

Jaklovszky, J., Ionescu, R. şi *Nistor, N.*: **Instalaţie de măsură rapidă a conductibilităţii electrice şi a forţei termoelectromotoare a materialelor semiconductoare.**
Electrotehnica **22**, nr. 3, martie 1974, p. 105—108

Se descrie o instalaţie de măsurare a conductibilităţii electrice şi a coeficientului forţei termoelectromotoare la materialele semiconductoare cu o rapiditate mărită faţă de metodele uzuale. Instalaţia poate fi utilă atît în cercetarea ştiinţifică, cît şi în producţia de serie. Măsurarea conductibilităţii electrice se face printr-o metodă de nul, în curent alternativ, la probe cu secţiunea constantă şi cunoscută. Măsurarea coeficientului forţei termoelectromotoare se poate face la probe de orice formă. Eroarea de măsură în σ este în jur de 1%, iar la α atinge 5%.

REALIZĂRI DIN INDUSTRIE 108—110
TEZE DE DOCTORAT 110—111
RECENZII 111
MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE 112

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; dr. ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTINA POPESCU; prof. ing. VL. POPOVICI; academician prof. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director: 50.23.25. Redacția: București, str. Mândinești nr. 3, sector IV; telefon secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon: 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 1026. *Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.Tc.* nr. 137/5988.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.224—588.013.32.004.25

Николеску, Е.: **Расчет потоков и электродвижущей силы в генераторах типа Guy при холостом ходе.**

Electrotehnica **22**, № 3, март 1974, стр. 77—81

В статье рассматривается работа, при холостом ходе, генераторов типа Guy, исходя из наиболее общих соотношений для этих машин и определяется, аналитическим путем, связь, которая должна существовать между их различными элементами для обеспечения работы в надлежащих условиях.

ДК 621.313.1.017.7.001.25

Иван, И.: **К вопросу о температуре различных составляющих частей электрических машин и теплопередачи между ними.**

Electrotehnica **22**, № 3, март 1974, стр. 81—89

Приводится ряд аспектов в связи с термическим исследованием электрических машин. С термической точки зрения электрическая машина состоит из термических элементов, а именно: активных (источники тепла) и пассивных элементов. На основе уровней теплопередачи определяется средняя температура простого термического элемента.

ДК 621.313.333.2.042.12

Болдя, И.: **Исследование поперечного и нагнетательного аспекта на двусторонних линейных двигателях с пластинчатым якорем, с боковым асимметрическим расположением.**

Electrotehnica **22**, № 3, март 1974, стр. 89—93

Описывается новый метод расчета распределения электромагнитного поля на линейном двигателе с пластинчатым якорем, с боковым асимметрическим расположением. Принимаются во внимание поперечные, нагнетательные и дисперсные эффекты в воздушном зазоре. Расчетные выражения эквивалентных параметров якоря и развивающихся сил, проверенные экспериментально в режиме короткого замыкания, позволяют более подробно исследовать характеристику линейных двигателей.

ДК 621.314.224.045.1.002

Песич, М.: **Термическая нагрузка и долговечность обмоток трансформатора короткого замыкания.**

Electrotehnica **22**, № 3, март 1974, стр. 94—1 1

Трансформатор короткого замыкания, предназначенный для высокомощных испытаний, подвергается во время испытаний значительным термическим нагрузкам. В статье обсуждаются некоторые случаи в связи с эволюцией нагрева обмоток и их долговечностью. Отмечается значение соотношения между номинальной мощностью и мощностью короткого замыкания, требуемой в пункте питания и приводятся расчеты для определения нагрева обмоток. Показаны условия, необходимые для рационального использования трансформатора при испытаниях и дается несколько примеров на специальных трансформаторах.

ДК 621.316.002.2:531.3.

Букулей, М., Мичис, С. и *Попеску, И.:* **Расчет реакций в кинематических моментах механизмов электрических приборов матричным методом.**

Electrotehnica **22**, № 3, март 1974, с р. 101—105

В работе устанавливается полный аналитический матричный метод расчета реакций момента, с учетом диодов 1, 2 и 3-го вида, а также ударного воздействия некоторых сил, обычно возникающих в электрических приборах.

ДК 621.317.32/33 : 621.314,634

Якловский Е., Попеску, Р. и *Нистор, Н.:* **Установки для быстрого измерения электрической проводимости и термоэлектродвижущей силы полупроводящих материалов.**

Electrotehnica **22**, № 3, март 1974, стр. 105—108

Описывается установка для измерения электрической проводимости и коэффициента термоэлектродвижущей силы полупроводящих материалов, с большей быстротой, чем при помощи обычных методов. Установку можно применять как для научных исследований, так и для серийного производства.

Достижения в промышленности 108—110

Докторские диссертации 110—111

Рецензии 111

Научные и технические новости 112

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.313.224–588.013.32.004.25

Nicolescu, E.: **Berechnung der Flüsse und der elektromotorischen Kräfte bei den Guyartgeneratoren im Leerlauf.**
Electrotehnica **22**, Nr. 3, März 1974, S. 77–81
Die Arbeit behandelt den Leerlaufbetrieb der Guyartgenera toren, ausgehend von den allgemeinsten Beziehungen für diese Maschinen und durch analytische Bestimmung der Verbindungen die bestehen müssen zwischen ihrer verschiedenen Element damit der Betrieb der Maschine in günstigen Bedingungen verläuft.

DK 621.313.1.017.7.001.25

Ivan, C.: **Betrachtung der Temperatur der verschidenen-Bestandteile der elektrischen Maschinen sowie der Wärmeüberbetragung zwischen derselben.**
Electrotehnica **22**, Nr. 3, März 1974, S. 81–89
Es werden eine Reihe von Aspekte in Verbindung mit dem thermischen Studium der elektrischen Maschinen dargelegt. Die elektrische Maschine wird vom thermischen Gesichtspunkt aus als eine aus thermischen Elemente bestehende Maschine betrachtet, wobei die aktiven Element (Wärmequellen) sowie die passiven hervorgehoben werden. Auf Grund der Wärmeübertragungsgleichungen wird die Mitteltemperatur des einfachen thermischen Elements bestimmt.

DK 621.313.333.2.042.12

Boldea, I.: **Studium des Quer – und Verdrängungseffekts bei den linearen, bilateralen Motoren mit seitlich-asymetrisch gelegten Plattenanker.**
Electrotehnica **22**, Nr. 3, März 1973, S. 89–93
Es wird eine neue Berechnungsmethode der Verteilung des elektromagnetischen Feldes beim Linearmotor mit setlich-asymetrisch gelegten Plattenanker vorgelegt. Es werden die Quer – und die Verdrängungseffekte sowie die Streuung im Luftspalt in Betracht genommen. Die Berechnungsausdrücke der gleichwertigen, experimentell im Kurzschlussbetrieb geprüften Parameter des Ankers unde der entwickelten Kräfte bilden eine vollständigere Art des Studiums der Leistungen der Linearmotoren.

DK 621.314.224.045.1.002

Pesici, M.: **Die thermische Beanspruchung und die Lebensdauer der Wicklungen des Kurzschlus-transformators.**
Electrotehnica **22**, Nr. 3, März 1974, S. 94–101
Der Kurzschlusstransformator der für Hochleistungsversuche bestimmt ist, wird während der Versuche auch an bedeuteten thermischen Beansprunchungen ausgesetzt. Im Aufsatz werden die Fragen einiger besonderen Fälle betreffend die Entwicklung der Erwärmung der Wicklungen sowie die Lebensdauer derselben vorgelegt. Die Bedeutung des Verhältnisses zwischen Nennleistung und im Speisepunkt erforderte Kurzschlussleistung wird gezeigt und die für die Bestimmung der Wicklungserwärmung erforderlichen Berechnungen werden dargelegt. Die Bedingungen für eine rationelle Ausnützung des Transformators bei Versuche werden gezeigt und einige Beispiele von speziellen Transformatoren werden aufgeführt.

DK 621.316.002.2 : 531.3

Buculei, M., Miţis, S. und *Popescu, I.*: **Berechnung der Reaktionen in den kinematischen Kupplungen der Vorrichtungen der elektrischen Geräte durch Matrizenmethoden.**
Electrotehnica **22**, Nr. 3, März 1974, S. 101–105
In dieser Arbeit wird eine vollständige analytische Matrizenmethode für die Berechnung der Reaktionen in den Kupplungen durch Inbetrachtnahme der Dioden von Aspekt 1, 2 und 3 sowie der Wirkung durch Stoss von Kräfte die häufige Fälle bei elektrischen Geräte bilden, festgelegt.

DK 621.317.32/33 : 621.314.634

Jaklovszky, J., Ionescu, R. und *Nistor, N.*: **Einrichtung für die Schnellmessung der elektrischen Leitfähigkeit und der thermoelektrischen Kraft der Halbleitermaterialien.**
Electrotehnica **22**, Nr. 3, März 1974, S. 105–108
Es wird eine Einrichtung für die Messung der elektrischen Leitfähigkeit und des Koeffizienten der thermoelektrischen Kraft bei Halbleitermaterialien mit einer erhöhten Schnelligkeit gegenüber den üblichen Methoden beschrieben. Die Einrichtung kann nützlich auch für die Serienproduktion sein.

VERWIRKLICHUNGEN IN DER INDUSTRIE 108–110
DOCTORARBEITEN 110–111
BUCHSBESPRECHUNGEN 111
WISSENSCHAFTLICHE UND TECHNISCHE EREIGNISSE 112

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Anul 22 nr. 3 București, martie 1974

Calculul fluxurilor și al tensiunii electromotoare în generatoarele tip Guy la mersul în gol

EUGENIU NICOLESCU* — București

CZ 621.313.224—588.013.32.001.25

Teoria generatorului Guy este analizată de cei mai mulți autori, pornind de la unele ipoteze simplificatoare, din care cea mai importantă este invariabilitatea fluxului în axa de simetrie a crestăturii de excitație [1,4]. Aceste ipoteze limitează teoria și de aceea se naște întrebarea cum ar trebui soluționată problema, fără a se face asemenea ipoteze. În articolul de față este înfățișată funcționarea la mersul în gol a generatoarelor tip Guy, plecînd de la relațiile cele mai generale ce pot fi scrise pentru asemenea mașini și determinînd analitic legăturile care trebuie să existe între diferitele sale elemente, pentru ca funcționarea mașinii să decurgă în condiții convenabile.

Considerații teoretice

Generatoarele tip Guy au bobinajele plasate numai pe stator [1], la periferia interioară a acestuia aflîndu-se Q crestături de excitație, ce alternează cu Q crestături, în care se află bobinajul indusului (fig. 1).

Rotorul conține, la periferia sa, numai mici crestături nebobinate, uniform distribuite, numite obișnuit crestături de reluctanță. Pe fiecare din cele $2Q$ tronsoane ale interiorului statorului, delimitate de crestăturile bobinate (ale indusului și cele de excitație) se află mici crestături nebobinate de reluctanță, similare cu cele ale rotorului. Dimensiunile acestor crestături nebobinate și poziția relativă a celor de pe rotor și de pe fiecare tronson al statorului determină permeanța întrefierului și variația acestuia.

Studiul ce se efectuează se bazează pe ipoteza că cele Q crestături de excitație conțin aceeași solenație. Ținînd seamă de sensurile de circulație precizate în figura 1 și de faptul că reluctanța diferitelor porțiuni ale jugului stator este practic aceeași, din legea circuitului magnetic rezultă:

$$R_{JS} \sum_{k=1}^{n} \varphi_{ek,k+1} = \Sigma \theta_e, \qquad (1)$$

deci:

$$\sum_{k=1}^{n} \varphi_{ek,k+1} = 0. \qquad (2)$$

Se observă că dimensiunile crestăturilor de excitație și cele ale indusului fiind diferite reluctanța R_{JS} nu este aceeași pentru porțiunile din dreptul acestor crestături. Avînd însă în vedere că prin jug s-a înțeles toată porțiunea din circuitul magnetic, care se găsește deasupra crestăturilor de reluctanță, diferențele între aceste reluctanțe sînt cu totul neglijabile.

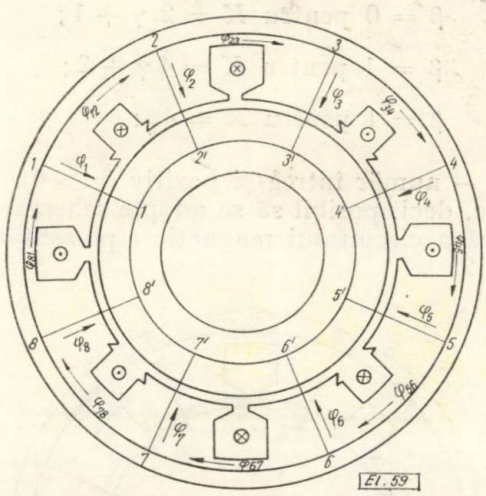


Fig. 1. Secțiune transversală prin circuitul magnetic al unui generator tip Guy, indicîndu-se sensurile pozitive adoptate pentru fluxuri și bobinaje.

Pot fi scrise $n-1$ relații de forma:

$$\varphi_{ek,k+1} = \varphi_{ek-1,k} - \varphi_{ek}, \qquad (3)$$

* Ing. *E. Nicolescu* este șeful secției cercetare-proiectare mașini electrice la IMEB.

pe baza cărora se determină expresiile fluxurilor în diferitele porțiuni ale jugului stator, în funcție de fluxurile ce parcurg întrefierul.

$$\varphi_{ek,k+1} = \frac{1}{2n}\left[-\sum_{i=1}^{k} (n - 2k + 2i - 1)\,\varphi_{ei} + \right.$$

$$\left. + \sum_{i=k+1}^{n} (n + 2k - 2i + 1)\,\varphi_{ei} \right]. \qquad (4)$$

Procedînd identic, se determină fluxurile din porțiunile jugului rotor și astfel se deduc egalități de tipul :

$$\varphi_{ek,k+1} = \varphi_{ek'+1',k'}. \qquad (5)$$

Este important de reținut că această relație este determinată fără a se face uz de condițiile de simetrie, la care se recurge frecvent de diferiți autori (în practică neconcentricitatea rotorului cu statorul pune sub semn de întrebare simetria amintită).

Cea de a doua teoremă a lui Kirchoff, scrisă sub formă generală pentru cazul analizat, conduce la relația :

$$R_J\,\varphi_{ek,k+1} + \frac{1}{\lambda_{k+1}}\,\varphi_{ek+1} - \frac{1}{\lambda_k}\,\varphi_{ek} = \beta\,\theta_e, \qquad (6)$$

unde :

$$R_J = R_{JS} + R_{JR}; \qquad (7)$$

$$\beta = 0 \text{ pentru } K = 2\gamma + 1;$$

$$\beta = 1 \text{ pentru } K = 4\gamma + 2;$$

$$\beta = 1 \text{ pentru } K = 4\gamma;$$

γ — număr întreg și pozitiv ($\gamma > 0$).

Este, deci, posibil să se adopte schema echivalentă a circuitului magnetic reprezentată în figura 2.

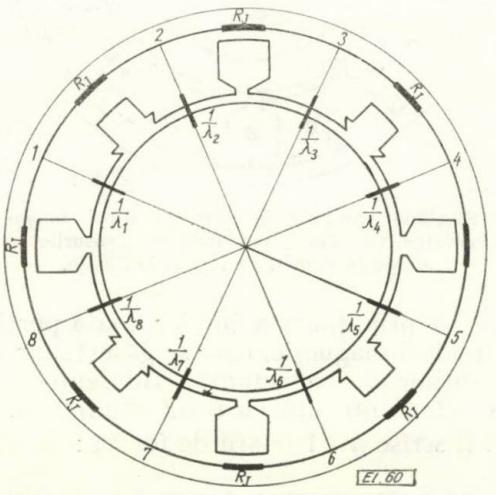


Fig. 2. Schema echivalentă a circuitului magnetic al generatorului tip Guy.

În cele ce urmează se va stabili necesitatea ca $R_J \approx 0$, pentru a se face posibilă existența unei variații sinusoidale a t.e.m. Pentru a simplifica scrierea relațiilor, se consideră mai întîi cazul particular $Q = 2$, care de fapt este realizarea de bază pentru generatorul tip Guy monofazat. Pe baza relațiilor 4 și 6 se obține :

$$\begin{Vmatrix} \frac{1}{\lambda_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{\lambda_4} & 0 & 0 & 0 & R_J \\ -\frac{1}{\lambda_1} & \frac{1}{\lambda_2} & 0 & 0 & R_J & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\lambda_3} & \frac{1}{\lambda_4} & 0 & 0 & R_J & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{Vmatrix} \times \begin{Vmatrix} \varphi_{e1} \\ \varphi_{e2} \\ \varphi_{e3} \\ \varphi_{e4} \\ \varphi_{e1,2} \\ \varphi_{e2,3} \\ \varphi_{e3,4} \\ \varphi_{e4,1} \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} -\Theta_e \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{Vmatrix}. \qquad (8)$$

Soluționînd sistemul de ecuații se găsesc expresiile pentru fluxurile ce străbat întrefierul :

$$\varphi_{e_1} = -\frac{1}{4} R_J \left(\frac{1}{\lambda_4} + \frac{1}{2} R_J\right) - \left(\frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} + \frac{3}{4} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{2} R_J\right)\Big]\frac{\Theta_e}{N}, \qquad (9)$$

$$\varphi_{e_2} = \left[\left(\frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} + \frac{3}{4} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{4} R_J\right) + \frac{1}{4} R_J \left(\frac{1}{\lambda_4} + \frac{1}{4} R_J\right)\right]\frac{\Theta_e}{N}, \qquad (10)$$

$$\varphi_{e_3} = -\left[\left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{4} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_4} + \frac{1}{2} R_J\right) + \left(\frac{1}{\lambda_4} + \frac{1}{4} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{2} R_J\right)\right]\frac{\theta_e}{N} \qquad (11)$$

$$\varphi_{e_4} = -\left[\frac{1}{\lambda_3}\left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{2} R_J\right) + \left(\frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{2} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{2} R_J\right) + \frac{1}{4} R_J \left(\frac{1}{\lambda_1} - \frac{1}{\lambda_2}\right)\right]\frac{\Theta_e}{N}, \qquad (12)$$

unde :

$$N = \frac{1}{4} R_J \left(\frac{1}{\lambda_4} + \frac{1}{2} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{2} R_J\right) - \left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{2} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{2} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{\lambda_4} + \frac{3}{4} R_J\right) -$$

$$-\left(\frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{2} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_1} + \frac{1}{4} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_4} + \frac{1}{2} R_J\right) -$$

$$-\left(\frac{1}{\lambda_3} + \frac{1}{2} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_4} + \frac{1}{4} R_J\right)\left(\frac{1}{\lambda_2} + \frac{1}{2} R_J\right). \qquad (13)$$

Admițînd că : $R_J \approx 0$ se ajunge la expresiile :

$$\varphi_{e_1} = -\frac{\lambda_1(\lambda_3+\lambda_4)}{\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3+\lambda_4}\Theta_e, \quad (14)$$

$$\varphi_{e_2} = -\frac{\lambda_2(\lambda_3+\lambda_4)}{\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3+\lambda_4}\Theta_e, \quad (15)$$

$$\varphi_{e_3} = \frac{\lambda_3(\lambda_1+\lambda_2)}{\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3+\lambda_4}\Theta_e, \quad (16)$$

$$\varphi_{e_4} = \frac{\lambda_4(\lambda_1+\lambda_2)}{\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3+\lambda_4}\Theta_e. \quad (17)$$

Pentru determinarea expresiilor permeanțelor λ_1, λ_2,..., trebuie avute în vedere două condiții, ce se impun în cazul generatoarelor tip Guy și anume :

a) t.e.m. creată în bobinajul indus să aibă amplitudinea maximă posibilă ;

b) în bobinajul de excitație variația fluxurilor de excitație, ce străbat întrefierul mașinii, să fie nulă.

Scriind aceste condiții sub formă matematică deducem :

$$e_a = -w_a\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\varphi_{e_2}+\varphi_{e_3}) =$$

$$= -w_a\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\cdot\frac{\lambda_1\lambda_3-\lambda_2\lambda_4}{\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3+\lambda_4}\Theta_e, \quad (18)$$

$$\varphi_{e_1}+\varphi_{e_2} = \frac{(\lambda_1+\lambda_2)(\lambda_3+\lambda_4)}{\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3+\lambda_4}\Theta_e = \text{const}, \quad (19)$$

Deoarece funcțiile λ sînt periodice, se constată, din analiza ecuației (19) condițiile : $\lambda_1 + \lambda_2 = \text{const}$ și $\lambda_3 + \lambda_4 = \text{const}$, iar pentru că amplitudinea din ecuația (18) să aibă valoare maximă este necesar ca mărimile periodice λ_1 și λ_3 și, respectiv, λ_2 și λ_4 să fie sinfazice. Aceste condiții sînt asigurate de soluția unică :

$$\lambda_1 = \lambda_3 = \Lambda_0 + \Lambda\cos\omega t, \quad (20)$$

$$\lambda_2 = \lambda_4 = \Lambda_0 - \Lambda\cos\omega t. \quad (21)$$

În expresiile permeanțelor pot exista și armonici ; alegînd însă lățimea dinților față de cea a crestăturilor de reluctanță, astfel încît să aibă valoarea maximă, armonicile au valori foarte mici și de aceea ele pot fi excluse din expresiile permeanțelor.

Pe baza expresiilor permeanțelor întrefierului se stabilește cu expresia (18), pentru t.e.m. din bobinajul indusului relația :

$$e_a = W_a\omega\Lambda\Theta_e\sin\omega t. \quad (22)$$

Dacă R_J nu ar avea valoare neglijabilă, comparativ cu cea a permeanțelor întrefierului, ținînd seamă de relațiile (20) și (21) stabilite pentru acestea din urmă valorile fluxurilor ce străbat întrefierul se determină din expresiile (9)...(13).

$$\varphi_{e_1} = -\frac{\Theta_e}{2\left(\frac{1}{\lambda_1}+\frac{1}{2}R_J\right)}, \quad (23)$$

$$\varphi_{e_2} = -\frac{\Theta_e}{2\left(\frac{1}{\lambda_1}+\frac{1}{2}R_J\right)}, \quad (24)$$

$$\varphi_{e3} = \frac{\Theta_e}{2\left(\frac{1}{\lambda_1}+\frac{1}{2}R_J\right)}, \quad (25)$$

$$\varphi_{e4} = \frac{\Theta_e}{2\left(\frac{1}{\lambda_2}+\frac{1}{2}R_J\right)}. \quad (26)$$

Fluxul ce crează t.e.m. în bobinajul indusului are în această situație forma :

$$\varphi_{e2}+\varphi_{e3} = -\frac{4\Lambda\cos t}{(2+R_J\Lambda_0)^2-(R_J\Lambda\cos\omega t)^2}\Theta_e, \quad (27)$$

care, evident, nu poate să conducă la o t.e.m. de formă sinusoidală atîta timp cît reluctanța R_J nu este neglijabilă. Deci, nu se poate obține t.e.m. sinusoidală dacă reluctanța jugurilor nu-i neglijabilă, chiar dacă dinții și crestăturile de reluctanță sînt dimensionate astfel, încît variația permeanțelor întrefierului să satisfacă relațiile (20) și (21).

Se demonstrează astfel necesitatea supradimensionării jugurilor în scopul obținerii unei t.e.m, sinusoidală.

În baza celor determinate, rezultă pentru fluxurile din întrefier expresiile :

$$\varphi_{e_1} = -\frac{1}{3}(\Lambda_0+\Lambda\cos\omega t)\Theta_e, \quad (28)$$

$$\varphi_{e_2} = -\frac{1}{2}(\Lambda_0-\Lambda\cos\omega t)\Theta_e, \quad (29)$$

$$\varphi_{e_3} = \frac{1}{2}(\Lambda_0+\Lambda\cos\omega t)\Theta_e, \quad (30)$$

$$\varphi_{e_4} = \frac{1}{2}(\Lambda_0-\Lambda\cos\omega t)\Theta_e, \quad (31)$$

care arată fluxuri pulsatorii în întrefier. Cît despre fluxurile din juguri jumătate din acestea au variația sinusoidală :

$$\varphi_{e\,1,2} = \frac{1}{2} \Lambda\, \Theta_e \cos \omega\, t, \tag{32}$$

$$\varphi_{e\,3,4} = -\frac{1}{2} \Lambda_e\, \Theta_e \cos \omega\, t, \tag{33}$$

iar jumătate sînt constante :

$$\varphi_{e\,2,3} = \frac{1}{2} \Lambda_0\, \Theta_e, \tag{34}$$

$$\varphi_{e\,4,1} = \frac{1}{2} \Lambda_0\, \Theta_e. \tag{35}$$

Un alt caz particular important este cel corespunzător lui $Q = 6$, el stînd la baza generatoarelor trifazate tip Guy. Se prezintă soluția potrivit căreia, la periferia statorului crestăturile indusului alternează cu cele de excitație. Se precizează că există și alte soluții [3] pentru realizarea generatoarelor trifazate tip Guy, dar acestea sînt inferioare din punct de vedere tehnico-economic, comparativ cu cea mai înainte menționată, și de aceea nu se iau în discuție.

Adăugînd la condițiile arătate la mașina monofazată (valoare maximă pentru amplitudinea t.e.m. din bobinajul indus și nulă pentru cea din bobinajul de excitație) și condiția ca t.e.m. induse în spirele aparținînd celor trei faze să formeze un sistem trifazat simetric, se determină astfel relațiile :

$$\lambda_1 = \lambda_3 = \Lambda_0 + \Lambda \cos \omega\, t, \tag{36}$$

$$\lambda_2 = \lambda_4 = \Lambda_0 - \Lambda \cos \omega\, t, \tag{37}$$

$$\lambda_5 = \lambda_7 = \Lambda_0 + \Lambda \cos\left(\omega\, t - \frac{2\pi}{3}\right), \tag{38}$$

$$\lambda_6 = \lambda_8 = \Lambda_0 - \Lambda \cos\left(\omega\, t - \frac{2\pi}{3}\right), \tag{39}$$

$$\lambda_9 = \lambda_{11} = \Lambda_0 + \Lambda \cos\left(\omega\, t - \frac{4\pi}{3}\right), \tag{40}$$

$$\lambda_{10} = \lambda_{12} = \Lambda_0 - \Lambda \cos\left(\omega\, t - \frac{4\pi}{3}\right). \tag{41}$$

Fluxurile ce străbat întrefierul au expresiile :

$$\varphi_{e_1} = -\frac{1}{2} [\Lambda_0 + \Lambda \cos \omega\, t]\, \Theta_e = -\varphi_{e_3}. \tag{42}$$

$$\varphi_{e_2} = -\frac{1}{2} [\Lambda_0 - \Lambda \cos \omega\, t]\, \Theta_e = -\varphi_{e_4}, \tag{43}$$

$$\varphi_{e_5} = -\frac{1}{2}\left[\Lambda_0 + \Lambda \cos\left(\omega\, t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \Theta_e = -\varphi_{e_7}, \tag{44}$$

$$\varphi_{e_6} = -\frac{1}{2}\left[\Lambda_0 - \Lambda \cos\left(\omega\, t - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \Theta_e = -\varphi_{e_8}, \tag{45}$$

$$\varphi_{e_9} = -\frac{1}{2}\left[\Lambda_0 + \Lambda \cos\left(\omega\, t - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \Theta_e = -\varphi_{e_{11}}, \tag{46}$$

$$\varphi_{e_{10}} = -\frac{1}{2}\left[\Lambda_0 - \Lambda \cos\left(\omega\, t - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \Theta_e = -\varphi_{e_{12}}, \tag{47}$$

iar t.e.m. induse :.

$$e_{\mathrm{I}} = w_a\, \omega\, \Lambda\, \Theta_e \sin \omega\, t, \tag{48}$$

$$e_{\mathrm{II}} = w_a\, \omega\, \Lambda\, \Theta_e \sin\left(\omega\, t - \frac{2\pi}{3}\right), \tag{49}$$

$$e_{\mathrm{III}} = w_a\, \omega\, \Lambda\, \Theta_e \sin\left(\omega\, t - \frac{4\pi}{3}\right). \tag{50}$$

Cît privește fluxurile din juguri, ele sînt constante în dreptul crestăturilor de excitație și sinusoidale în dreptul crestăturilor indus (acestea din urmă sînt defazate în raport cu faza căreia îi corespunde bobinajul aflat în respectiva crestătură a indusului).

Concluzii

Pe baza cazului particular al generatorului tip Guy sînt stabilite relații generale aplicabile la studiul circuitelor magnetice ale mașinilor electrice, care fac legătura între fluxurile existente în diferitele porțiuni ale circuitului magnetic al mașinilor electrice.

Se determină egalități, între fluxurile din porțiunile omoloage ale jugurilor stator și rotor, care nu sînt condiționate de simetrii în circuitul magnetic.

Este demonstrată necesitatea supradimensionării jugurilor în scopul inducerii unei t.e.m. sinusoidale, nefiind suficientă numai o anumită variație a permeanțelor întrefierului.

Sînt stabilite analitic expresiile permeanțelor întrefierului (la mașina monofazată și trifazată) și expresiile fluxurilor în diferite porțiuni ale circuitului magnetic, în baza cărora se pot studia atît caracteristicile generatoarelor tip Guy, cît și pierderile ce apar în fierul lor.

NOTAȚII

φ_{ek},	— fluxuri străbătînd întrefierul;
φ_{ek}, $k+1$	— fluxuri din jugul stator;
$\varphi_{ek'}$, $k'+1'$	— fluxuri din jugul rotor;
λ_k	— permeanța întrefierului corespunzătoare tronsonului k;
R_{JS}	— reluctanța jugului stator;
R_{JR}	— reluctanța jugului rotor;
Θ_e	— solenația corespunzătoare unei crestături de excitație;
w_a	— numărul de spire înseriat în bobinajul indusului;
Q	— numărul crestăturilor de excitație egal cu cel al indusului,

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I. S.* și *Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice vol. IV. Ed. Academiei, 1972.

[2] *Pohl, R.* Theory of pulsating field machines. In: Journal IEE, 1946.

[3] *Aplec și Terzian.* Generatori de inducție. Ed. Energhia 1970.

[4] *Bunea, V.* Theory of medium frequency pulsating field machines. In: Proc. IEE nr. 7, 1964.

Intrat în redacție la 1.X.1973

Considerarea temperaturii diferitelor părți componente ale mașinilor electrice și a transmisiei căldurii între ele

CORNEL IVAN* — București

CZ 621.313.1.016.7.001.25

Pentru o folosire intensă a materialelor motoarelor electrice, în special a celor active, pierderile admisibile pentru o putere dată la o încălzire dată (determinată de clasa de izolație) — trebuie să fie cît mai mari. În acest fel costul materialelor necesare este mai mic și mașina electrică va fi mai economică. Apar astfel două aspecte asupra cărora este necesar să fie îndreptată atenția; primul legat de pierderile mașinii (în principal pierderile încălzitoare) și al doilea legat de încălzirea mașinii.

Mașina electrică reprezintă un sistem complex de corpuri diferite (părți ale mașinii), care din punct de vedere termic, pot fi surse de căldură sau numai transmițătoare de căldură spre alte elemente sau spre agentul de răcire [1], [2], [3], [4].

Este util și interesant să se urmărească repartiția căldurii în aceste elemente componente, precum și transmisia căldurii între ele. Cunoscînd aceste fluxuri termice se pot lua măsurile necesare pentru îmbunătățirea evacuării căldurii. Mai ales în cazul dezvoltării de serii noi de motoare electrice acest studiu, dacă se poate efectua pe anumite modele experimentale, capătă o importanță și mai mare. Totodată, estimarea încălzirii mașinii electrice, numai prin determinarea încălzirii medii a înfășurării prin metoda variației rezistenței, nu dă o reprezentare completă asupra solicitării termice a diferitelor părți ale mașinii.

1. Împărțirea mașinii electrice în elemente termice.

Mașina electrică este compusă din mai multe părți care pentru studiul termic pot fi considerate ca fiind elemente termice [5].

* Ing. *Ivan C.* este cercetător științific la ICPE — București.

În urma unui mare număr de experimentări s-a constatat că diferitele elemente termice au diferite temperaturi, de asemenea, între ele există o diferență de temperatură. Aceste elemente sînt de fapt corpuri termice neomogene. Împărțirea mașinii în elemente termice trebuie să țină cont de continuitatea acestor părți componente și de posibilitatea de înlocuire a temperaturilor elementului respectiv printr-o temperatură medie [6]. Unirea diferitelor părți între ele pentru a constitui un element termic se face luînd în considerare suprafețe izotermice, cu condiția ca limitele fiecărui corp să treacă cît mai aproape de ele.

În studiul termic se poate ține seama de distribuția căldurii în interiorul elementului sau se poate considera numai temperatura medie.

Elemente active (surse încălzitoare) și elemente pasive

În motor, la transformarea energiei, majoritatea pierderilor se formează în partea activă a motorului [7], [8], [9].

Dintre elementele care pot fi luate în considerare unele sînt elemente active, surse de căldură; în ele se produc pierderi încălzitoare. Aceste pierderi depind de temperatură printr-o relație de forma:

$$P = P_0(1 + k\vartheta), \qquad (1)$$

unde:

P_0 reprezintă pierderile la temperatura de referință, W;

ϑ — supratemperatura, grade

k — coeficient de temperatură, 1/grad

P — pierderile la temperatura la care ajunge elementul.

La motoarele asincrone închise cu ventilație exterioară (pe care le avem în vedere în acest studiu) elementele active sînt :

— pierderi în cuprul statoric, $P_{Cu\,10}$, element termic — înfășurarea statorică ;

— pierderi în tolele statorice, P_{Fe} — element termic — pachetul de tole statoric ;

— pierderi în aluminiul (sau cuprul) înfășurării rotorice și în fierul rotoric (pierderi în rotor), P_r element termic — rotorul ;

— pierderi suplimentare, P_{supl}, fiind considerate și în pachetul statoric și în rotor.

La o tratare mai amănunțită se pot considera separat pierderile în dinții statorici și pierderi în jugul statoric (în acest caz se consideră și elemente termice corespunzătoare).

1) Pierderile în cuprul statoric sînt determinate prin calcul sau prin măsurare din valoarea rezistenței și curentului :

$$P_{Cu10} = 3R_{Cu10}I_1^2 \,. \tag{2}$$

2) Pierderile în fier se determină prin calcul pe baza inducțiilor și greutăților sau pe baza pierderilor specifice și prin măsurare printr-o încercare de mers în gol. În cazul acestor pierderi coeficientul k din relația (1) are valoarea zero.

3) Pierderile în rotor sînt compuse din pierderi în cuprul sau aluminiul înfășurării și pierderi în fier. Aceste pierderi se determină, prin calcul, cu relația :

$$P_{Cu20} = 3R_{Cu20}I_2^2 \tag{3}$$

și, prin măsurare, cu ajutorul alunecării și puterii electromagnetice :

$$P_{Cu\,20} = sP_e. \tag{4}$$

4) Pierderile suplimentare sînt pierderi în aluminiu și cupru, pierderi de suprafață și pierderi pulsatorii în fier. Pierderile suplimentare sînt determinate ca un anumit procent al puterii absorbite iar, prin măsurare, prin cîteva metode ale căror rezultate, în cele mai multe cazuri, nu concordă între ele. Se pot determina pierderi suplimentare și prin măsurarea puterii utile :

$$P_{supl} = P_e - P_{Cu\,20} - P_2. \tag{5}$$

Separarea pierderilor suplimentare în pierderile stator și rotor este foarte greu de făcut [11]. *Elementele pasive* sînt acele părți ale mașinii în care nu au loc pierderi încălzitoare ci contribuie numai la transmisia căldurii spre alte elemente sau spre agentul de răcire.

2. Ecuațiile transmisiei căldurii

Fiecare parte a mașinii se află într-o anumită legătură termică cu celelalte părți care au temperaturi diferite.

Căldura se propagă de la elementul activ, în același timp, pe mai multe direcții, fie spre alte elemente active, fie spre elemente pasive, fie spre agenți de răcire.

Considerăm un element termic simplu de dimensiuni l, b, h (fig. 1), în care se produc pierderile de căldură P (W).

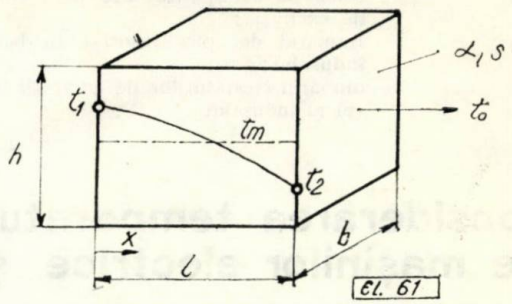


Fig. 1. Transmisia căldurii în cazul unui element termic.

Într-un calcul simplificat se poate presupune o variație parabolică a temperaturii [10].

Astfel, pe direcția x :

$$t = t_1 - \frac{P}{2\lambda_x l b h}x^2, \tag{6}$$

în care : t_1 este temperatura pentru $x = 0$ și λ_x — conductibilitatea termică a elementului pe direcția x, $\frac{W}{\text{cm. grad}}$.

Se poate considera temperatura medie a elementului ca fiind :

$$t_m = t_2 + \frac{2}{3}(t_1 - t_2). \tag{7}$$

Pentru $x = l$, avem $t = t_2$ și are expresia :

$$t_2 = t_1 - \frac{P}{2\lambda_x h b}l, \tag{8}$$

astfel că temperatura medie are valoarea :

$$t_m = t_2 + \frac{P}{2\lambda_x b h}l. \tag{9}$$

Dacă una din suprafețe este răcită, la suprafață fiind coeficientul de cedare a căldurii α în $\frac{w}{\text{cm}^2\,\text{grad}}$, din relația :

$$\alpha\,(t_2 - t_0)\,S = P, \tag{10}$$

în care t_0 este temperatura mediului ambiant, rezultă temperatura t_2 :

$$t_2 = \frac{P}{\alpha S} + t_0. \tag{11}$$

În acest caz, temperatura medie va fi :

$$t_m = \frac{P}{\alpha S} + t_0 + \frac{P}{3\lambda_x S} l, \qquad (12)$$

iar supratemperatura, ϑ_m, are valoarea :

$$\vartheta_m = P\left(\frac{l}{2\lambda_x S} + \frac{1}{\alpha S}\right). \qquad (13)$$

Dacă elementul are și o izolație de grosime δ_i, din relația :

$$t_2 - t_3 = P\frac{\delta_i}{\lambda_i S}, \qquad (14)$$

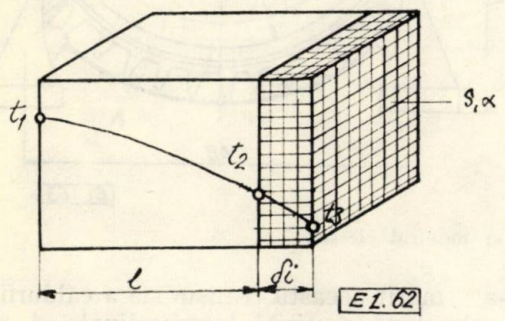


Fig. 2. Transmisia căldurii în cazul unui element termic cu izolație.

în care λ_i este conductivitatea termică a izolației în $\frac{W}{\text{cm grad}}$ supratemperatura medie va fi :

$$\vartheta_m = P\left(\frac{l}{3\lambda_x S} + \frac{\delta_i}{\lambda_i S} + \frac{1}{\alpha S}\right). \qquad (15)$$

Rezultă că încălzirea medie a elementului termic, în cazul general, este determinată de căldura care ia naștere, de condițiile termice de transmisie a căldurii la alte elemente, de condițiile termice de transmisie a căldurii la alte elemente și de condițiile de cedare la agentul de răcire.

În cazul transmisiei căldurii pe mai multe direcții se poate considera că fluxul termic se împarte corespunzător cedării căldurii, pe direcțiile considerate.

Se poate aprecia, cu suficientă precizie, o temperatură medie pentru elementul respectiv la care acesta ajunge în urma transmisiei căldurii în toate direcțiile.

3. Temperaturile diferitelor elemente ale mașinilor electrice

În cazul mașinilor electrice rezultă că, pentru fiecare element termic, se obține o anumită distribuție a temperaturii, iar pentru ansamblul mașinii, o distribuție a temperaturii, care depinde de temperatura tuturor elementelor precum și de totalitatea interacțiunilor între elementele respective. Astfel că starea termică a mașinii electrice va fi determinată de influențele reciproce dintre toate elementele care compun mașina.

O caracteristică a motoarelor electrice pe care le avem în vedere, motoare asincrone închise cu ventilație exterioară, o constituie faptul că toată căldura care se produce în diferitele elemente se degajă prin suprafața de cedare exterioară.

Apare rațional să se studieze acele elemente termice care determină în principal încălzirea mașinii.

Cunoașterea temperaturii, a cîmpului de temperatură, a căilor fluxurilor termice se poate face prin studii termoaerodinamice pe motorete modele și pe motoare construite [12], [13].

Prin determinarea cîmpului de temperatură rezultă gradienții de temperatură.

În studiile termice efectuate au fost folosite metode cunoscute ca : măsurarea temperaturilor cu ajutorul termocuplelor și termometrelor pe mașini existente în fabricație și pe modele experimentale ; metoda variației rezistenței înfășurării statorice ; determinarea variației alunecării de la rece la cald. Termocuplele folosite au fost din sîrmă de cupru-constantan, de grosime 0,2 — 0,5 mm. S-au introdus termocuple în diferite puncte ale celor 6 elemente termice mai importante considerate (scut ; carcasă ; pachet statoric ; înfășurarea statorică ; rotor ; aer interior).

Deoarece s-a observat existența unui gradient de temperatură în lungul mașinii electrice, s-au introdus termocuple în două secțiuni transversale pe axul mașinii, de o parte și de alta a mijlocului pachetului de tole statorice (fig. 3).

În vederea determinării cît mai exacte a repartiției temperaturii și a urmării căilor fluxurilor termice, în înfășurarea statorică s-au introdus termocuple în partea din crestătură și partea frontală.

De asemenea pentru măsurarea temperaturii aerului din interior s-au fixat termocuple deasupra (spre carcasă) și sub partea frontală a înfășurării (spre rotor).

Poziționarea termocuplelor din figura 3 este următoarea : 1,4—scut ; 2,3—carcasă ; 5,6— pachet statoric ; 8,9 — partea înfășurării statorice din crestătură ; 7,10 — partea frontală a înfășurării statorice ; 11,12 — aer interior spre scut (carcasă) ; 13,14 — aer interior spre rotor.

În toate aceste cazuri prima cifră indică termocuplul situat în partea opusă ventilatorului, iar a 2-a cifră indică termocuplul situat în partea dinspre ventilator.

Totodată în vederea determinării valorilor temperaturilor și în alte secțiuni pe circumferința mașinii, s-a introdus încă un set de termocuple (notate cu prim) în secțiunea A' (fig. 3).

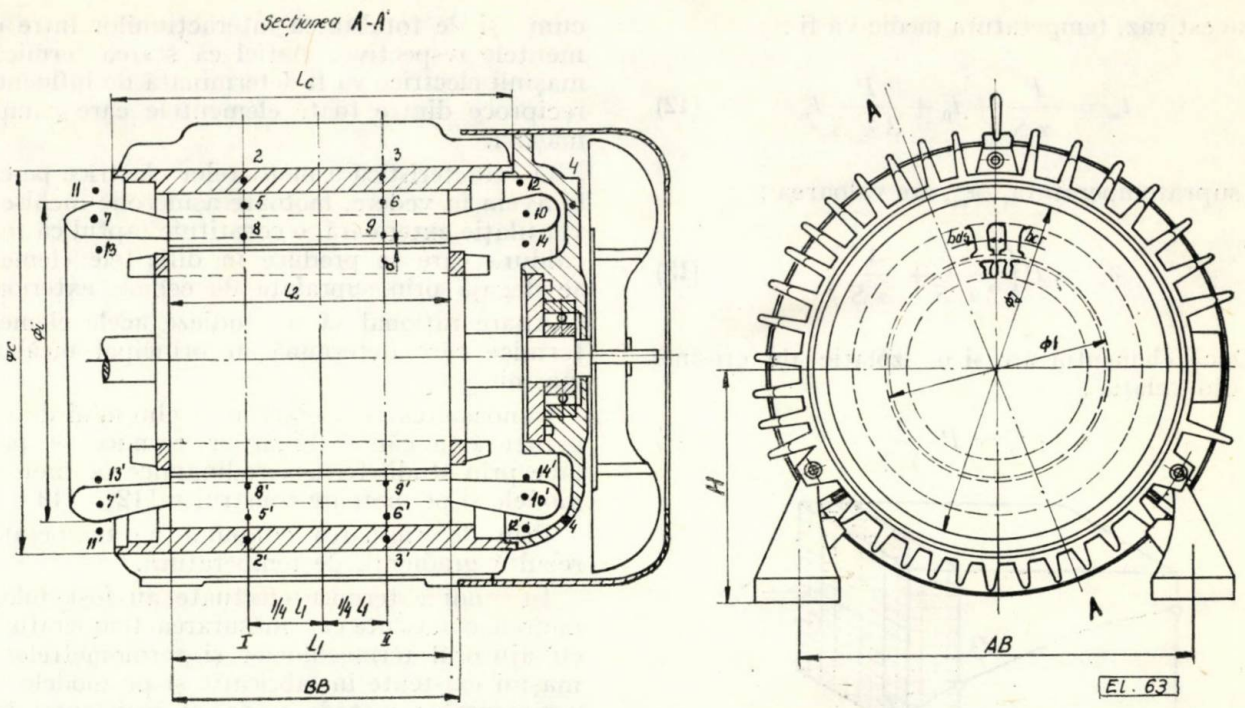


Fig. 3. Poziționarea termocuplelor în motorul electric.

4. Principalele căi de transmisie a căldurii

Principalele căi de transmisie a căldurii la motoarele electrice închise, cu suflare exterioară dintr-o parte, sînt: înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior de răcire; înfășurare statorică (partea frontală) — aer interior — carcasă (scut) — aer exterior de răcire; înfășurare statorică (partea frontală) — înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior; rotor — pachet statoric — carcasă — aer exterior; rotor (partea frontală) — aer interior — carcasă (scut) — aer exterior de răcire.

În continuare se analizează aceste căi de transmisie a căldurii.

Pentru exemplificarea rezultatelor obținute pe un număr mare de motoare de construcție amintită, s-a ales motorul tip ASI gabarit 132 M—4, 7,5 kW, 1500 rot/min., din fabricația EPS.

4.1. Transmisia căldurii prin calea: înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior de răcire.

Aceasta este principala cale de cedare a căldurii; căldura se transmite relativ bine prin pachetul de tole (în lungul tolelor) la carcasă și de aici spre aerul de răcire.

Căldura produsă în înfășurare (partea din crestătură) se transmite spre dinți și jug, de unde, prin stratul de aer (care se formează la presarea pachetului în carcasă), la carcasă și de aici spre aerul de răcire.

S-a urmărit această transmisie a căldurii pentru cele două secțiuni longitudinale *A* și *A'* și cele 2 părți (opusă ventilatorului și spre ventilator) (fig. 4, 5, 6 și 7).

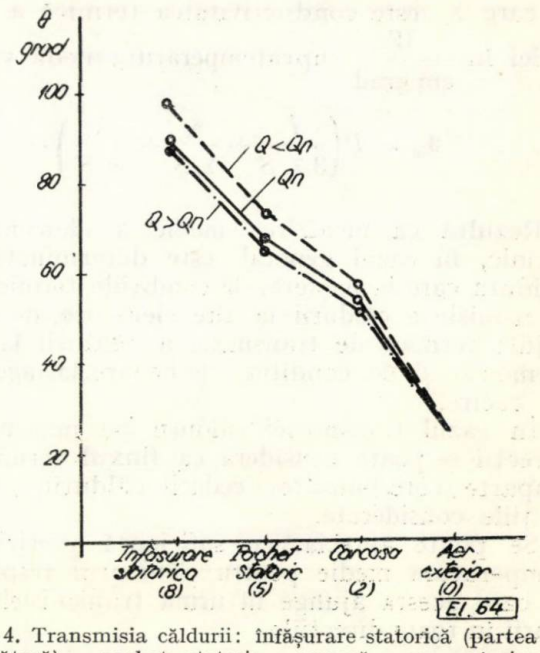


Fig. 4. Transmisia căldurii: înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior de răcire. Secțiunea *A*. Partea opusă ventilatorului.

Valorile temperaturilor notate sînt cele obținute la stabilitate termică, pentru încărcarea la regim nominal, a motorului (STAS 1893—72). În figuri s-au unit valorile temperaturilor pentru a rezulta căderile de temperatură între diferite elemente.

Rezultă valorile căderilor de temperatură (pentru exemplul considerat) între elementele termice; căderea de temperatură între înfășurarea statorică și pachetul statoric (de aproximativ 20 de grade) și căderea de temperatură între pachet și carcasă, de aproximativ 10 grade.

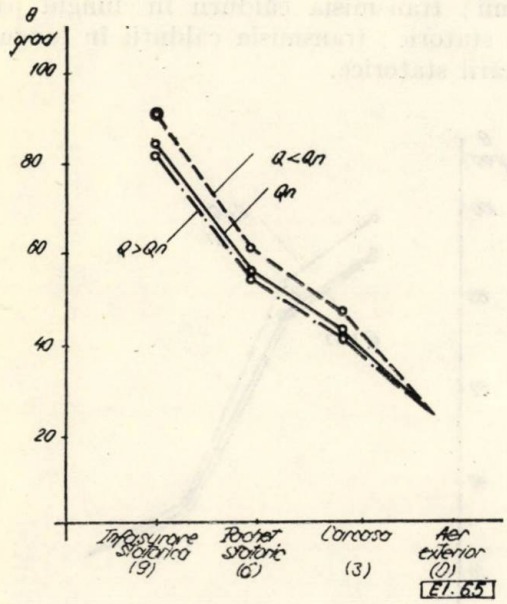


Fig. 5. Transmisia căldurii : înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior de răcire. Secțiunea *A*. Partea spre ventilator.

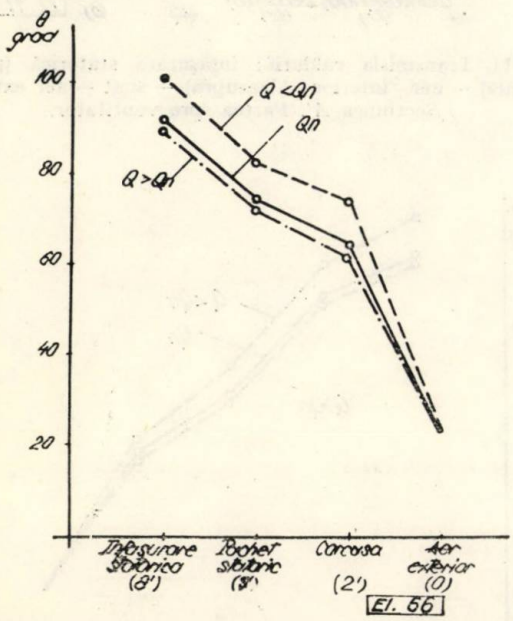


Fig. 6. Transmisia căldurii : înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă aer exterior de răcire. Secțiunea *A'*. Partea opusă ventilatorului.

4.2. Transmisia căldurii prin calea : înfășurare statorică (partea frontală) — aer interior — — carcasă (scut) — aer exterior de răcire.

O parte din căldura care se produce în înfășurarea statorică se transmite de la partea ei frontală spre aerul din interior; partea frontală fiind spălată de aerul de răcire din interior care este „balbotat" de aripioarele rotorice.

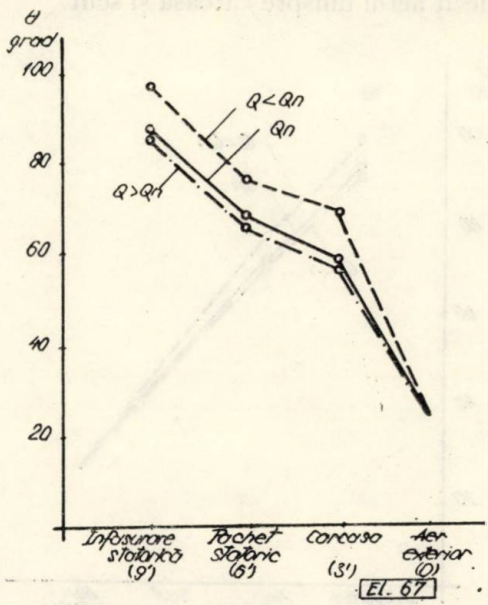


Fig. 7. Transmisia căldurii : înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior de răcire. Secțiunea, *A'*. Partea spre ventilator.

În figurile 8,9, 10 și 11 este urmărită această cale de transmisie pentru cele două secțiuni și cele două părți. Din valoarea căderii de temperatură între partea frontală a înfășurării și aerul din interior rezultă că o mică parte din căldură care se produce în înfășurare se transmite spre aerul din interiorul mașinii, care se încălzește datorită acestei călduri și căldurii pro-

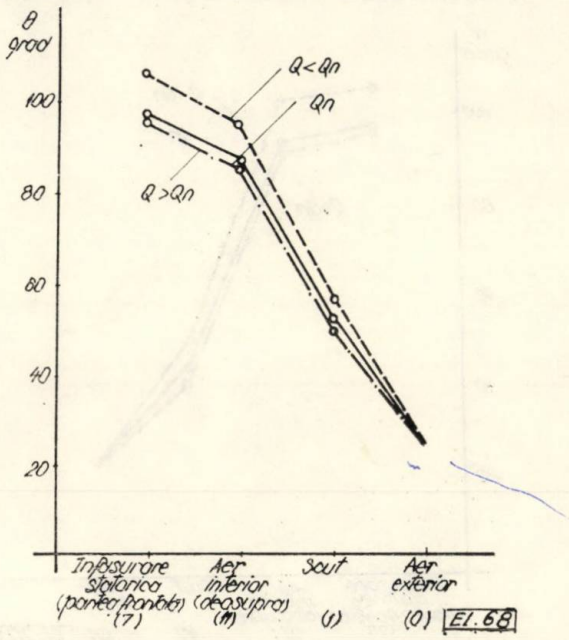


Fig. 8. Transmisia căldurii : înfășurare statorică — (partea frontală) — aer interior (deasupra) — scut — aer exterior. Secțiunea *A*. Partea opusă ventilatorului.

venite de la rotor. Datorită faptului că, în general, rotorul este mai cald decît celelalte părți ale mașinii, aerul dinspre rotor este mai cald decît aerul dinspre carcasă și scut.

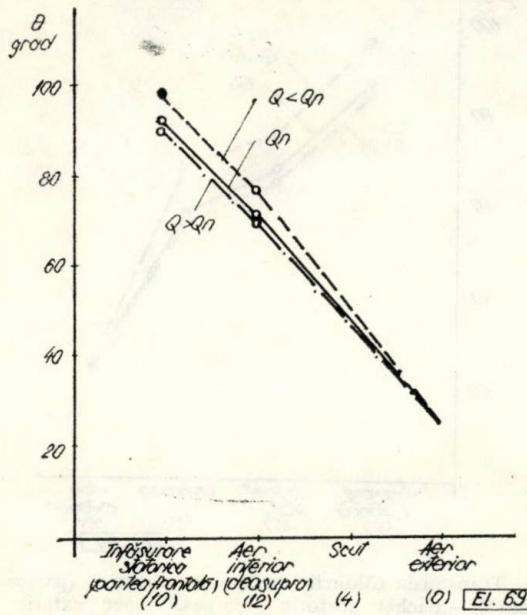


Fig. 9. Transmisia căldurii: înfășurare statorică (partea frontală) — aer interior (deasupra) — scut — aer exterior. Secțiunea *A*. Partea spre ventilator.

4.3. Transmisia căldurii prin calea: înfășurare statorică (partea frontală) — înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior.

Dacă se consideră separat căldura produsă în partea frontală, se constată că o parte din ea se transmite aerului interior, iar altă parte, înfășurării statorice (partea din crestătură). Cedarea căldurii spre pachet se face în condiții mult mai bune decît spre aerul din interior. Căldura din crestătură se transmite spre dinți și jug (cea mai mare parte spre dinți).

S-a mai urmărit: transmisia căldurii în lungul mașinii; transmisia căldurii în lungul pachetului statoric; transmisia căldurii în lungul înfășurării statorice.

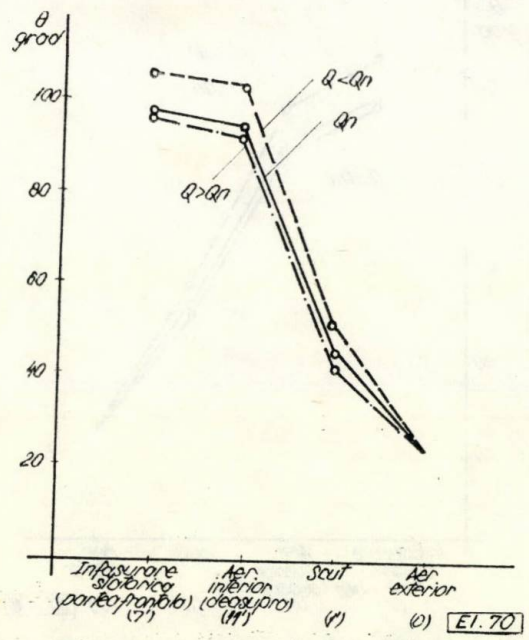


Fig. 10. Transmisia căldurii: înfășurare statorică (partea frontală) — aer interior (deasupra) — scut — aer exterior. Secțiunea *A'*. Partea opusă ventilatorului.

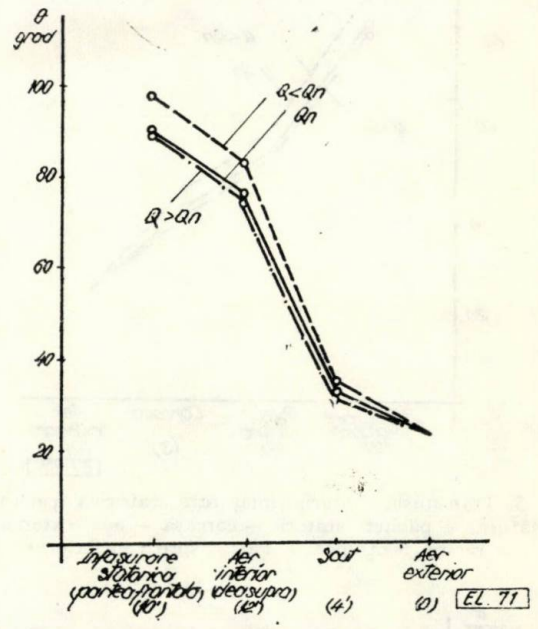


Fig. 11. Transmisia căldurii: înfășurare statorică (partea frontală) — aer interior (deasupra) — scut — aer exterior. Secțiunea *A'*. Partea spre ventilator.

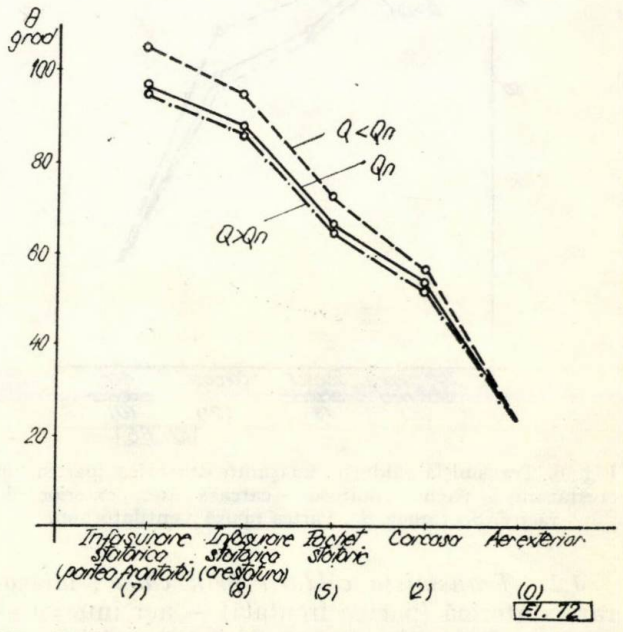


Fig. 12. Transmisia căldurii: înfășurare statorică (partea frontală) — înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior. Secțiunea *A*. Partea opusă ventilatorului.

Datorită ventilației unilaterale la aceste motoare rezultă un gradient de temperatură longitudinal. Atît în cazul pachetului statoric, cît și în cazul înfășurării statorice, se constată di-

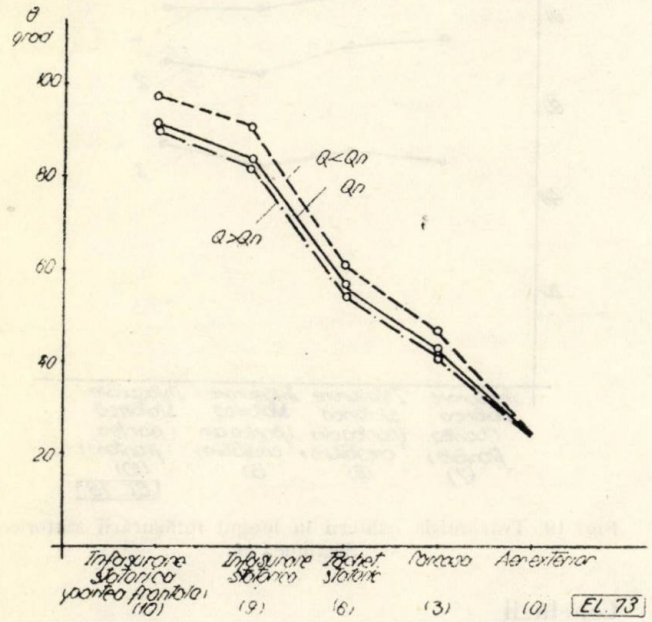


Fig. 13. Transmisia căldurii: înfășurare statorică (partea frontală) — înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior. Secțiunea *A*. Partea spre ventilator.

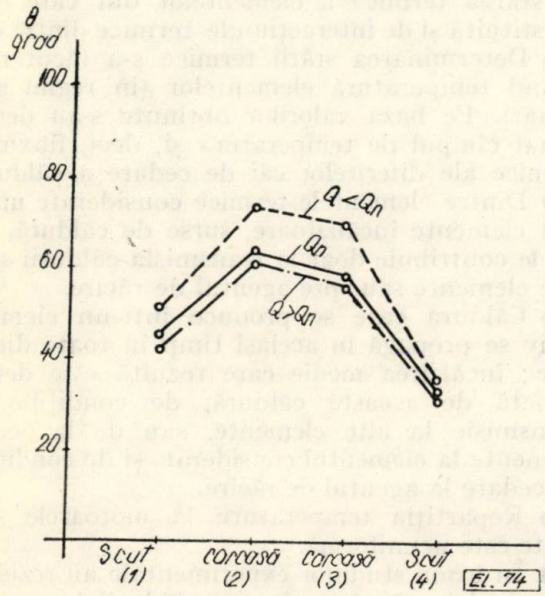


Fig. 14. Transmisia căldurii în lungul mașinii.

ferențe de temperatură, cu atît mai mari, cu cît pierderile încălzitoare sînt mai mari, iar condițiile de răcire sînt mai slabe.

Așa cum s-a văzut la pt. 4.1., 4.2., 4.3., transmisia căldurii în cazul înfășurării statorice se face de la părțile frontale spre partea de înfășurare aflată în crestătură.

Aerul aflat în vecinătatea capetelor de bobină îngreuiază cedarea căldurii spre carcasă și scut.

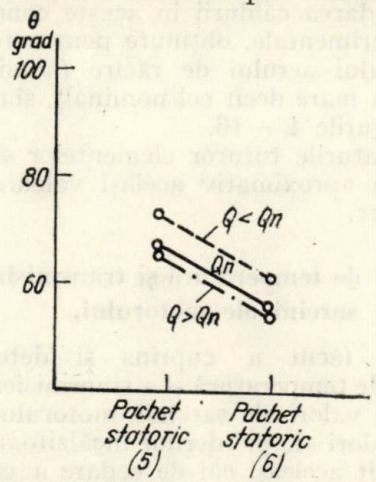


Fig. 15. Transmisia căldurii în lungul pachetului statoric.

5. Variația temperaturilor cu debitul de aer. În vederea determinării legăturii ce există între condițiile aerodinamice (de răcire) și încălzirea diferitelor elemente ale mașinii s-au

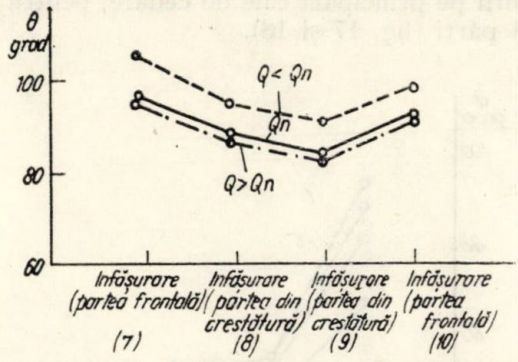


Fig. 16. Transmisia căldurii în lungul înfășurării statorice.

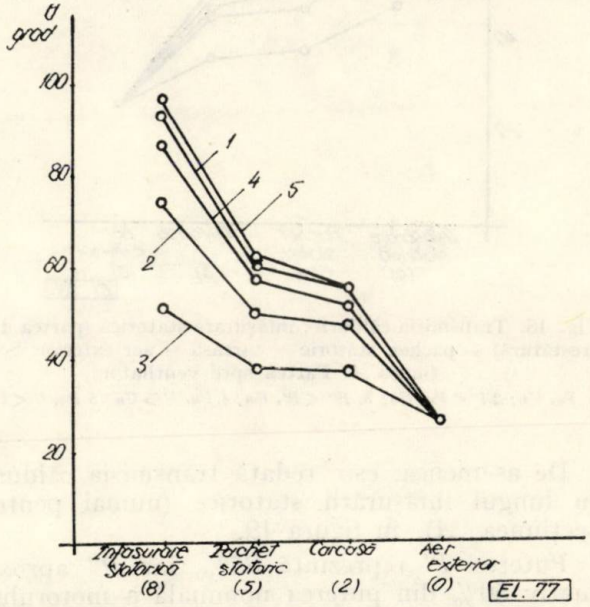


Fig. 17. Transmisia căldurii: înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior. Secțiunea *A*. Partea opusă ventilatorului:
1. Pn_1 Un; 2. $P'<Pn$, Un; 3. $P''<P'$, Un; 4. Pn, $U>Un$; 5. Pn, $U<Un$

făcut experimentări pentru mai multe valori ale debitului de aer. S-a urmărit de asemenea, cum se face cedarea căldurii în aceste condiții. Valorile experimentale, obținute pentru trei valori ale debitului aerului de răcire (nominal, mai mic și mai mare decît cel nominal), sînt prezentate în figurile 4 — 16.

Temperaturile tuturor elementelor sînt influențate, cu aproximativ aceiași valoare, de debitul de aer.

6. Cîmpul de temperatură și transmisia căldurii la diferite sarcini ale motorului.

Studiul făcut a cuprins și determinarea cîmpului de temperatură și a transmisiei căldurii la diferite valori ale sarcinii motorului și, deci diferite valori ale pierderilor încălzitoare. Astfel, s-a urmărit aceleași căi de cedare a căldurii în condiții aerodinamice identice, însă pentru alte valori ale pierderilor încălzitoare. Se prezintă rezultatele obținute în cazul motorului asincron tip ASI gab. 100 L—4,3 KW, 1500 rot/min, de fabricație EPS. Este prezentată transmisia căldurii pe principala cale de cedare, pentru cele două părți (fig. 17 și 18).

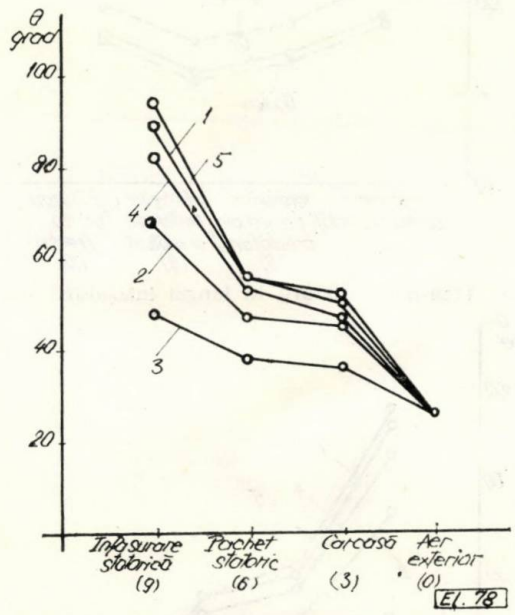


Fig. 18. Transmisia căldurii : înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior. Secțiunea *A*. Partea spre ventilator:
1. Pn, Un; 2. $P' < Pn$, Un; 3. $P'' < P'$, Un; 4. Pn, $U > Un$; 5 Pn, $U < Un$.

De asemenea, este redată transmisia căldurii în lungul înfășurării statorice (numai pentru secțiunea *A*), în figura 19.

Puterea P' reprezintă 85%, iar P'' aproximativ 50% din puterea nominală a motorului. Tensiunea a fost variată cu $\pm 5\%$ din tensiunea nominală (puterea fiind menținută constantă).

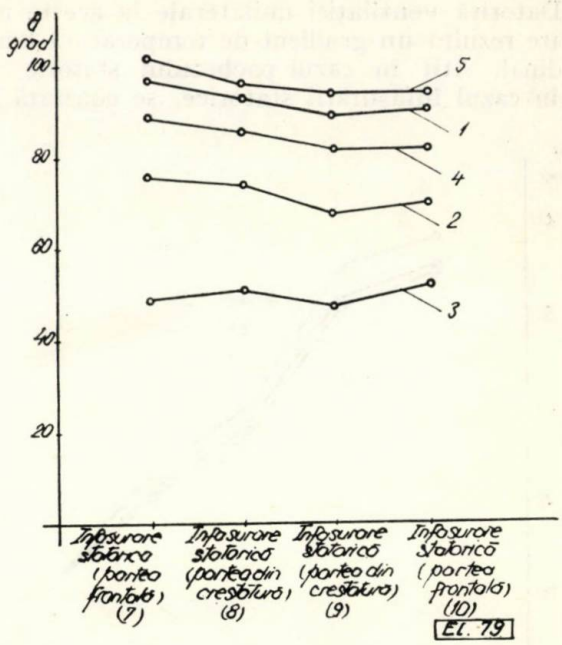


Fig. 19. Transmisia căldurii în lungul înfășurării statorice. Secțiunea *A*.

Concluzii

- Se poate considera mașina electrică, din punct de vedere termic, ca fiind constituită din elemente termice.
- Starea termică a mașinii electrice este dată de starea termică a elementelor din care este constituită și de interacțiunile termice dintre ele.
- Determinarea stării termice s-a făcut măsurînd temperatura elementelor (în regim staționar). Pe baza valorilor obținute s-au determinat cîmpul de temperatură și, deci, fluxurile termice ale diferitelor căi de cedare a căldurii.
- Dintre elementele termice considerate unele sînt elemente încălzitoare, surse de căldură, iar altele contribuie doar la transmisia căldurii spre alte elemente sau spre agentul de răcire.
- Căldura care se produce într-un element activ se propagă în același timp în toate direcțiile ; încălzirea medie care rezultă este determinată de această căldură, de condițiile de transmisie la alte elemente, sau de la aceste elemente la elementul considerat și de condițiile de cedare la agentul de răcire.
- Repartiția temperaturii la motoarele studiate este neuniformă.
- În urma studiilor experimentale au rezultat principalele căi de cedare a căldurii la motoarele asincrone închise, cu suflare exterioară.
- Partea cea mai caldă a înfășurării statorice este partea frontală opusă ventilatorului.
- Cea mai mare parte a căldurii totale a motorului este evacuată de-a lungul pachetului statoric spre carcasă, iar o mică parte prin scuturi.
- Din studiu a rezultat, de asemenea, influența mare pe care o au condițiile de răcire asupra temperaturii tuturor părților mașinii. Căderile

de temperatură pe diferite căi de cedare variază cu debitul de aer. La mărirea și micșorarea debitului de aer, cu aceeași valoare față de debitul nominal, se obțin diferențe ale temperaturilor elementelor, mai mici, respectiv mai mari, față de valorile obținute la nominal.

● La variația sarcinii motorului, variază temperaturile tuturor elementelor mașinii, însă nu pentru toate elementele variația este aceeași. Astfel, temperatura carcasei și pachetului statoric variază mai puțin decît temperatura înfășurării statorice. La sarcini mici partea frontală a înfășurării statorice este chiar mai rece decît partea din crestătură, datorită căldurii mai mici degajate de la rotor, precum și încălzirii aerului din jurul părții frontale, care este mai mică. La sarcini mici (sub 50% sarcină nominală) se obține o uniformizare a temperaturilor elementelor.

Bibliografie

[1] *Gotter, G.* Erwärmung und kühlung electrischer Maschinen. Berlin — Göttingen-Heidelberg, Springer-Verlag, 1954.

[2] *Schuisky, W.* Berechnung elektrischer Maschinen. Wien, Springer-Verlag 1960.

[3] *Alexeev, A. E.* Construcția mașinilor electrice. București, Editura tehnică, 1954.

[4] *Filipov, I. F.* Voprosî ohlajdenia electriceskih mașin. Moskva, Editura Energhia, 1964.

[5] *Hak, J.* Lösung eines wärmeguellennetzes mit Elektrotehnik der Kühlströme. In : Archiv für Elektrotehnik, **42**, nr. 3, 1956, p. 137—154.

[6] *Schubert, E.* Wärmeübergangszahlen an wickelköpflen und Lagerschilder geschlosseuer Asynchronmaschinen. În : Elektrie **22**, nr. 4, 1968, p. 160—170.

[7] *Postnikov, I. M.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Editura Energetică de Stat, 1952.

[8] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Tratat de mașini electrice. București, Editura Academiei, vol. **I** și **II**, 1969.

[9] *Liwschitz, M.* și *Maret, L.* Calcul des machines électriques. Paris, spes Laussane, Dunod, vol. **I** și **II**, 1967.

[10] *Hak, J.* Einflus der Unsichercheit der Berechnung von einzelnen wärmewiderständen auf die Genauigkeit das wärmequellen-Netzes. În : Archiv für Elektrotehnik, **47**, nr. 6, 1963, p. 370—383.

[11] *Beneche, H.* Temperaturfeld und wärmefluss bei kleineren oberflächengekulten Drehstrommotoren mit küpligläufer. În : ETZ-A, **87**, nr. 13, 1966, p. 455—459.

[12] *Saripov, A. M.* Cercetarea stării termice la mașinile din seria ADT. Moskva, Editura Țintie, 1963.

[13] *Sceastlivii, G. G.* Studiul cedării de temperatură în mașinile electrice. În : Elektrotehnika, nr.8, 1966.

Intrat în redacție la 1.VI 1973

Studiul efectului transversal și de refulare la motoarele liniare bilaterale cu indus placa așezat lateral—asimetric

ION BOLDEA* — Timișoara

CZ 621.313.333.2.042.12

La motoarele liniare bilaterale, în special în cazul tracțiunii de mare viteză, indusul este așezat lateral asimetric. Această așezare este impusă, fie de necesitatea fixării indusului pe linia de rulare, fie este utilizată ca modalitate de modificare a rezistenței echivalente a indusului în vederea modificării vitezei.

Studiile din literatură [1], privind acest caz, neglijează efectul de refulare și dispersia în intrefier. În lucrare se propune un nou mod de considerare a efectului transversal, de refulare și a dispersiei în întrefier asupra repartiției cîmpului electromagnetic și a forțelor dezvoltate la motorul bilateral liniar.

Se utilizează o înfășurare cu număr impar de poli și crestături marginale semibobinate (fig. 1și 2).

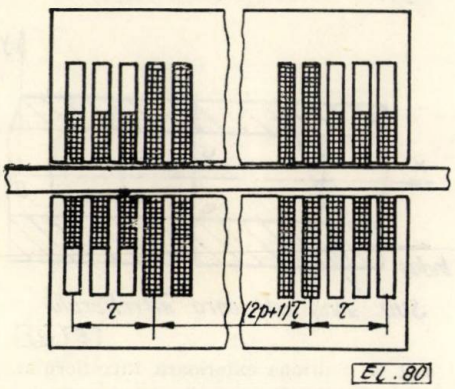


Fig. 1. Secțiune longitudinală.

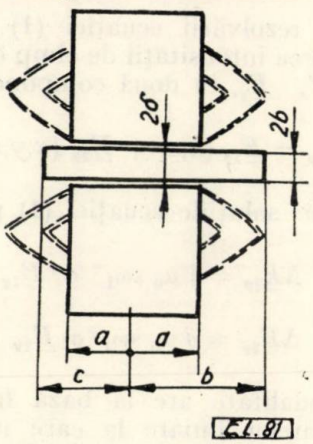


Fig. 2. Vedere transversală.

Se abordează următoarele probleme : — repartiția cîmpului magnetic în prezența indusului ; — studiul forțelor ce apar în funcționare ; — parametrii echivalenți ai ansamblului indus-întrefier.

* Dr. ing. *I. Boldea* lucrează la catedra de utilizări și mașini electrice din I.P. Timișoara.

Cîmpul electromagnetic în întrefier, în prezența indusului

Ipotezele de calcul sînt :
— mărimile variază sinusoidal în timp și în direcția de mișcare (deci se neglijează efectul longitudinal) ;
— se neglijează efectul capetelor de bobină ;
— permeabilitatea magnetică a miezului inductoarelor este infinit de mare.

În aceste condiții, din ecuația lui Maxwell în complex, pentru intensitatea de cîmp electric $\underline{\bar{E}}$ în indus, se obține :

$$\Delta\underline{\bar{E}} = j_2\,\mu_0\,s\cdot\omega_1\cdot\sigma\cdot\underline{\bar{E}} \qquad (1)$$

unde :
s este alunecarea ;
ω_1 — pulsația unghiulară de alimentare ;
σ — conductibilitatea electrică a indusului.

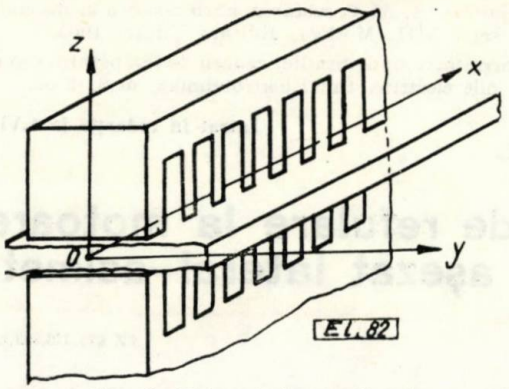


Fig. 3. Sistemul de coordonate.

În spațiul dintre indus și inductor (aer) ecuația (1) devine :

$$\Delta\underline{\bar{E}} = 0 \qquad (2)$$

În vederea rezolvării ecuației (1) se propune descompunerea intensității de cîmp electric după direcția OY, $\underline{E}_y$, în două componente :

$$\underline{E}_y = \underline{E}_{1y}(x,z) + \underline{E}_{2y}(x,y,z). \qquad (3)$$

Se consideră soluțiile ecuației (1) pentru care :

$$\Delta\underline{E}_{1y} = \mathrm{j}\,\mu_0\,s\omega_1\cdot\sigma\cdot\underline{E}_{1y} \qquad (4)$$

$$\Delta\underline{E}_{2y} = j\,\mu_0\,s\omega_1\cdot\sigma\cdot\underline{E}_{2y} \qquad (5)$$

Această modalitate are la bază faptul că, în cazul motoarelor liniare la care inductorul și indusul au lățimi mari în direcție transversală, intensitatea cîmpului electric $\underline{E}_y$ nu variază practic după axa OY și deci apariția celei de a doua componente semnifică existența efectului transversal. (Este în esență o metodă de suprapunere a efectelor). Prin metoda separării variabilelor rezultă expresiile, în complex, ale componentelor cîmpului electric din indus, în zona de sub inductori :

$$\underline{E}_{1y} = \underline{G}\cdot e^{\mathrm{j}(s\omega_1 t-\alpha x)}\cdot\mathrm{ch}\,\gamma_2 z\,;\ \alpha = \frac{\pi}{\tau}\,;$$

τ — pasul polar (6)

$$\underline{E}_{2y} = (\underline{A}\cdot\mathrm{ch}\,\underline{\beta}y + \underline{B}\,\mathrm{sh}\,\underline{\beta}y)\,e^{\mathrm{j}(s\omega_1 t-\alpha x)}\cdot\mathrm{ch}\underline{\gamma}_1 z \qquad (7)$$

$$\underline{E}_x = -j\frac{\underline{\beta}}{\alpha}(\underline{A}\,\mathrm{sh}\,\underline{\beta}y\underline{B}\,\mathrm{ch}\,\underline{\beta}y)\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}(s\omega_1 t-\alpha x)}\cdot\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}_1 z, \qquad (8)$$

unde coeficientul de efect transversal $\underline{\beta}$ (m^{-1}) și cel de refulare $\underline{\gamma}_1$ și $\underline{\gamma}_2$ (m^{-1}) satisfac ecuațiile :

$$-\alpha^2+\underline{\beta}^2+\underline{\gamma}_1^2 = \mathrm{j}\mu_0 s w_1\sigma\,;\ \underline{\gamma}_2^2-\alpha^2 = j\mu_0 s w_1\cdot\sigma, \qquad (9)$$

iar $\underline{A}$, $\underline{B}$ și $\underline{G}$ sînt constante de integrare.

Din legea inducției electromagnetice se obține componenta inducției magnetice în direcția oz :

$$\underline{B}_z = \frac{\underline{G}\cdot\alpha}{\omega_1 s}\,\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}_2 z + \frac{\alpha^2-\underline{\beta}^2}{\alpha\omega_1\cdot s}(\underline{A}\,\mathrm{ch}\,\underline{\beta}y + \underline{B}\,\mathrm{sh}\,\underline{\beta}y)\,\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}_1 z\Big]\mathrm{e}^{\mathrm{j}(s\omega_1 t-\alpha x)}. \qquad (10)$$

În spațiul de aer dintre indus și inductor ($b\leqslant z\leqslant\delta$), inducția magnetică după direcția întrefierului (axa oz) obține expresia :

$$\underline{B}_{z0} = \Big[\frac{\underline{G}_0\cdot\alpha}{\omega_1 s}\,\mathrm{ch}\alpha z + \frac{\alpha^2-\underline{\beta}^2}{\alpha\,\omega_1\,s}(\underline{A}_0\cdot\mathrm{ch}\,\underline{\beta}y + \underline{B}_0\,\mathrm{sh}\,\underline{\beta}y)\,\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}_{10} z\Big]\mathrm{e}^{\mathrm{j}(s\omega_1 t-\alpha x)}, \qquad (11)$$

unde :

$$-\alpha^2+\underline{\beta}^2+\underline{\gamma}_{10}^2 = 0 \qquad (11')$$

În subzona exterioară a inductorului (fig. 4) inducția magnetică pe suprafața indusului (în planul xoy), normală la aceasta, se consideră

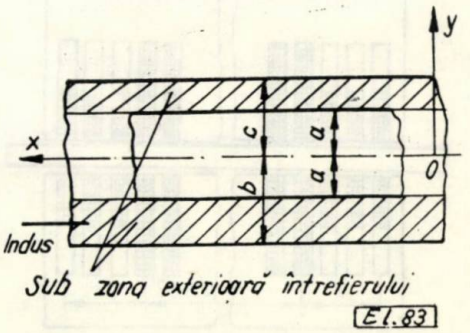


Fig. 4. Subzona exterioară întrefierului.

nulă. Pe această bază rezultă componentele cîmpului electric din indus în această subzonă. Utilizînd condiția : div $\underline{\bar{E}} = 0$, în final se

obțin relațiile de calcul ale componentelor cîmpului electric în indus, în afara întrefierului, mai întîi pentru $y \geqslant a$:

$$\underline{E}_{yd} = \underline{M}_1 (\mathrm{sh}\ \alpha\ (y - b)) \cdot e^{j(s\omega_1 t - \alpha x)} \cdot \mathrm{ch}\ \underline{\gamma}_e z \quad (12)$$

$$\underline{E}_{xd} = j\underline{M}_1 (\mathrm{ch}\ \alpha\ (y - b)) \cdot e^{j(s\omega_1 t - \alpha x)} \cdot \mathrm{ch}\ \underline{\gamma}_e z \quad (13)$$

apoi pentru $y \leqslant -a$:

$$\underline{E}_{ys} = -\underline{N}_1 (\mathrm{sh}\ \alpha\ (y + c)) \cdot e^{j(s\omega_1 t - \alpha x)} \cdot \mathrm{ch}\ \underline{\gamma}_e z \quad (14)$$

$$\underline{\alpha}_{xs} = -j\underline{N}_1 (\mathrm{ch}\ \alpha\ (\alpha - c)) \cdot e^{j(s\omega_1 t - \alpha x)} \cdot \mathrm{ch}\ \underline{\gamma}_e z \quad (15)$$

unde :

$$\underline{\gamma}_e^2 = j\,\mu_0\, s\,\omega_1\,\sigma \quad (16)$$

Pentru calculul constantelor de integrare $\underline{G}$ și $\underline{\beta}$ se efectuează integrala intensității de cîmp magnetic pe două contururi închise în planul *zoz* și *yox* (fig. 5).

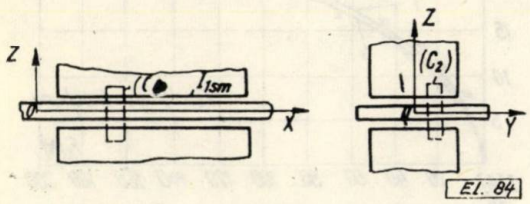


Fig. 5. Contururi de integrare.

În final, rezultă :

$$\underline{G} = \frac{\underline{J}_{sm}}{2\left[j\,\frac{\alpha^2 \cdot (\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_2 b)}{s\omega_1 \cdot \mu_0 \cdot \underline{\gamma}_2} + j\,\frac{(\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}_2 b)\,\alpha}{\mu_0 \cdot \mathrm{ch}\,\alpha b} \cdot \frac{1}{\omega_1 s} (\mathrm{sh}\,\alpha\delta - \mathrm{sh}\,\alpha b) - \sigma\,\frac{\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_1 b}{\underline{\gamma}_1}\right]} \quad (17)$$

și

$$\alpha^2 - \underline{\beta}^2 = \frac{-j\,\mu_0\, s\,\omega_1\,\sigma}{1 + \frac{(\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}_{10} b)}{(\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_1 b)} \cdot \frac{\underline{\gamma}_1}{\underline{\gamma}_{10}} \mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_{10} b} \quad (18)$$

În figura 6, se prezintă un exemplu de calcul pentru coeficienții $\underline{\beta}$ și $\underline{\gamma}_1$, obișnuiți, din relațiile (9), (11′) și (18), prin metoda tangentelor, pe baza unui program Fortran, la Centrul teritorial de calcul Timișoara [2].

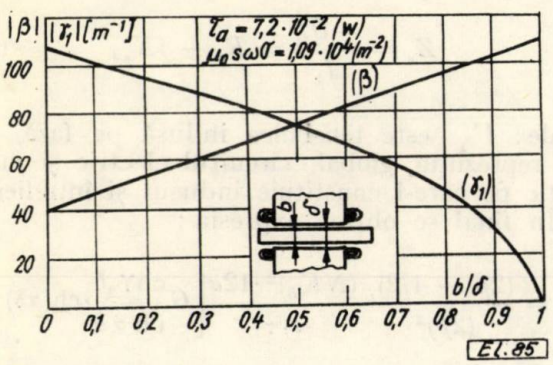


Fig. 6. Coeficienții de efect transversal și de refulare.

Constantele de integrare $\underline{A}, \underline{B}, \underline{M}_1$ și $\underline{N}_1$ se determină din condițiile de continuitate ale valorilor medii ale intensității cîmpului electric pe adîncimea plăcii-indus, în planele $y = \pm a$.

Această condiție este aproximativă dar erorile care intervin sînt admisibile în calculele inginerești.

Se obțin expresiile :

$$\underline{A} = -\underline{G}\,\frac{(\mathrm{ch}\,\underline{\gamma}_2 b) \cdot \underline{\gamma}_1}{(\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_1 b) \cdot \underline{\gamma}_2} \cdot \frac{2\,\mathrm{sh}\,\beta a + (K_1 + K_2)\,\mathrm{ch}\,\beta a}{(1 + K_1 K_2)\,\mathrm{sh}\,2\beta a + (K_1 + K)_2\,\mathrm{ch}\,2\beta a} \quad (19)$$

$$\underline{B} = \underline{G}\,\frac{\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_2 b}{\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_1 b} \cdot \frac{\underline{\gamma}_1}{\underline{\gamma}_2} \cdot + \frac{(\underline{K}_1 - \underline{K}_2)\,\mathrm{sh}\,\beta a}{(1 - \underline{K}_1 \underline{K}_2)\,\mathrm{sh}\,2\beta a + (\underline{K}_1 + \underline{K}_2)\,\mathrm{ch}\,2\beta a} \quad (20)$$

$$\underline{M}_1 = -\frac{\underline{G} \cdot \underline{\gamma}_e}{\mathrm{sh}\,\alpha\,(b - a)} \cdot \frac{\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_2 b}{\underline{\gamma}_2\,\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_e b} \cdot \frac{K_1 K_2\,\mathrm{sh}\,2\beta a + K_1\,(\mathrm{ch}\,2\beta a - 1)}{(1 + K_1 K_2)\,\mathrm{sh}\,2\beta a + (K_1 + K_2)\,\mathrm{ch}\,2\beta a} \quad (21)$$

$$\underline{N}_1 = -\frac{\underline{\gamma}_e}{\underline{\gamma}_2} \cdot \frac{(\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_2 b)}{\mathrm{sh}\,\alpha\,(c - a)} \cdot \frac{\underline{G}}{\mathrm{sh}\,\underline{\gamma}_e b} \cdot \frac{K_1\,\mathrm{ch}\,2\beta a + (\mathrm{ch}\,2\beta a - 1)}{(1 - K_1 K_2)\,\mathrm{sh}\,2\beta a + (K_1 + K_2)\,\mathrm{ch}\,2\beta a}, \quad (22)$$

unde :

$$\underline{K}_1 = \frac{\beta}{\alpha}\,\mathrm{th}\,\alpha\,(b - a)\,;\quad \underline{K}_2 = \frac{\beta}{\alpha}\,\mathrm{th}\,\alpha\,(c - a). \quad (23)$$

Un exemplu numeric, privind repartiția în direcție transversală a amplitudinii inducției magnetice $\underline{B}_z$ și a componentelor cîmpului electric se dă în figurile 7 și 8 din care se observă influența sensibilă a efectului de refulare, rezultînd necesitatea luării sale în considerare.

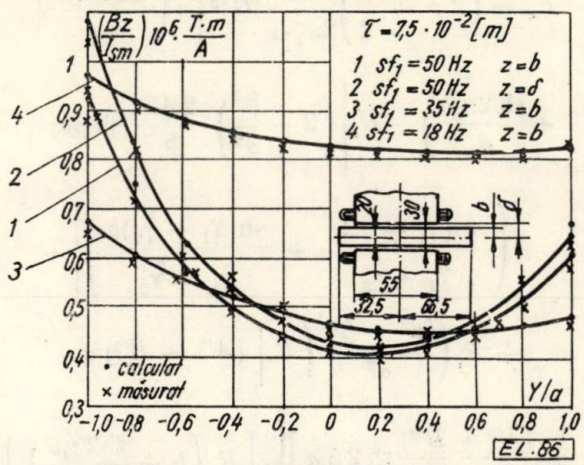


Fig. 7. Repartiția transversală a modulului inducției magnetice : $ABS\left(\frac{Bz}{J_{1sm}} \cdot 10^6\right)$.

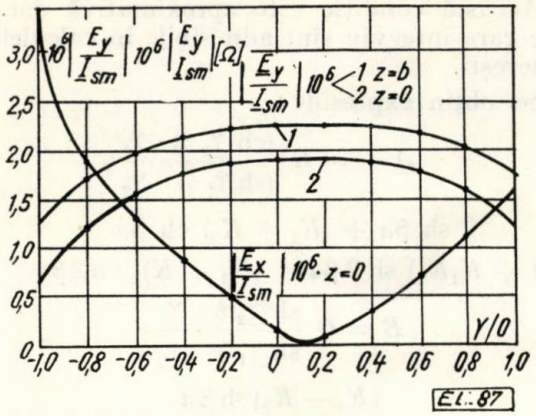


Fig. 8. Repartiție transversală a componentelor cîmpului electric.

Forțele asupra indusului

Datorită așezării nesimetrice, în direcție transversală, a indusului față de inductor, forța rezultantă are două componente: cea transversală F_y, și cea longitudinală — de propulsie F_x. Prin integrarea forțelor specifice de volum, se obțin expresii finale de forma [2]:

$$F_y = \frac{(2p - 1/2)}{2\omega_1 s} \cdot \tau \cdot \sigma |\underline{G}|^2 \cdot \left[R_e \frac{2\overset{*}{\underline{\beta}}}{\underline{\beta}} \underline{B}'(\operatorname{sh} \underline{\beta}\, a) \cdot \right.$$

$$\cdot \left(\frac{\operatorname{ch}(\overset{*}{\underline{\gamma}}_1 + \underline{\gamma}_2)b}{\overset{*}{\underline{\gamma}}_1 + \underline{\gamma}_2} + \frac{\operatorname{sh}(\overset{*}{\underline{\gamma}}_1 - \underline{\gamma}_2)b}{\overset{*}{\underline{\gamma}}_1 - \underline{\gamma}_2} \right) +$$

$$+ R_e \frac{\alpha^2 - \underline{\beta}^2}{\alpha^2} \cdot \overset{*}{\underline{\beta}} \cdot (\underline{A}' \overset{*}{\underline{B}}' \cdot R_e) \left(a - \frac{\operatorname{sh} 2\underline{\beta} a}{2\underline{\beta}} \right) +$$

$$\left. \overset{*}{\underline{A}}' \cdot \underline{B}' \cdot R_e \left(\frac{\operatorname{sh} 2\underline{\beta} a}{2\underline{\beta}} - a \right) \right] R_e \left(b + \frac{\operatorname{sh} 2\underline{\gamma}_1 b}{2\underline{\gamma}_1} \right) \quad (24)$$

$$F_x = \left(2p - \frac{1}{2} \right) \frac{\tau\sigma}{2w_1 \cdot s} |\underline{G}|^2 \left\{ a \left(\frac{\sin 2v_2 b}{v_2} + \right. \right.$$

$$+ \frac{\operatorname{sh} 2u_2 b}{u_2} \Big) + R_e \left[\left(2 - \frac{\underline{\beta}^2}{\alpha^2} \right) \cdot \frac{2\underline{A}'}{\underline{\beta}} \cdot (\operatorname{sh} \underline{\beta} a) \cdot \right.$$

$$\cdot \left(\frac{\operatorname{sh}(\underline{\gamma}_1 + \overset{*}{\underline{\gamma}}_2)b}{\underline{\gamma}_1 + \overset{*}{\underline{\gamma}}_2} + \frac{\operatorname{sh}(\underline{\gamma}_1 - \overset{*}{\underline{\gamma}}_2)b}{\underline{\gamma}_1 - \overset{*}{\underline{\gamma}}_2} \right) \Big] +$$

$$+ R_e \left(\frac{(\alpha^2 - \underline{\beta}^2}{\alpha^2} \cdot \left(R_e \left[(\underline{A}'^2 - \underline{B}'^2)\, a + \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. \left. + \frac{(\underline{A}'^2 + \underline{B}'^2)}{2} \operatorname{sh} 2\underline{\beta} a \right] \right\} \cdot \left[R_e \left(b + \frac{\operatorname{sh} 2\underline{\gamma}_1 b}{2\underline{\gamma}_1} \right) \right], \quad (25)$$

unde:

$$\underline{A}' = \frac{\underline{A}}{\underline{G}}; \underline{B}' = \frac{\underline{B}}{\underline{G}} \text{ și } \underline{\gamma}_2 = U_2 + jV_2. \quad (26)$$

În cele două zone marginale semibobinate (de lungime τ, fig. 1) solenația specifică inductoare este jumătate din cea din zona centrală. S-a ținut cont de acest fapt, în prima aproximație, prin considerarea mașinii ca avînd (2p—1/2) poli „centrali". În figura 9 se prezintă forțele dezvoltate, în regim de scurtcircuit, de prototipul realizat în acest scop.

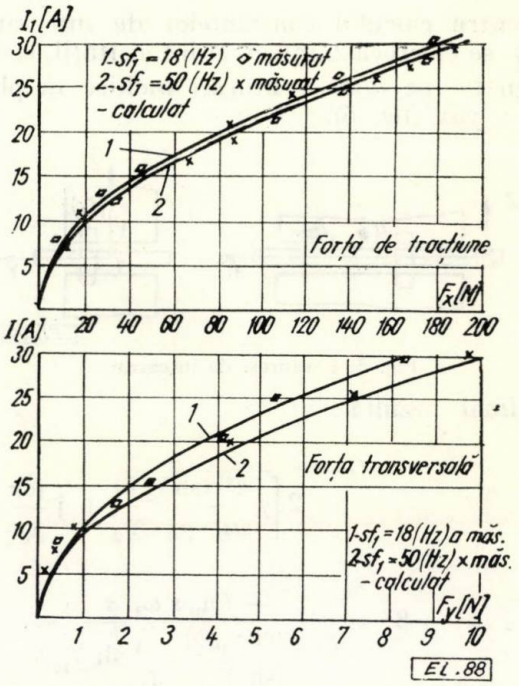


Fig. 9. Forțele asupra indusului.

Impedanța echivalentă indus-întrefier

Se calculează din expresia:

$$\underline{Z}_e = \frac{-\underline{U}_{e_1}}{I_1} = R_e + jX_e, \quad (27)$$

unde: U_{e_1} este tensiunea indusă pe fază, iar Z_e reprezintă, global, circuitul electric și magnetic pe care-l constituie indusul și întrefierul.

În final se obține expresia:

$$\underline{Z}_e = \frac{(2p - 1/2)}{(2p)^2} \cdot \frac{(NK_B)^2 \cdot 12a}{s \cdot \tau} \left[\underline{G} \frac{\operatorname{ch} \underline{\gamma}_2 b}{\operatorname{ch} \alpha b} \cdot \operatorname{ch}(\alpha\delta) + \right.$$

$$\left. + \frac{\alpha^2 - \underline{\beta}^2}{\alpha^2} \underline{A} (\operatorname{ch} \underline{\gamma}_1 b) \cdot \frac{\operatorname{sh} \underline{\beta} a}{\underline{\beta} a} \cdot \frac{\operatorname{ch} \underline{\gamma}_{10} \delta}{\operatorname{ch} \underline{\gamma}_{10} b} \right] \quad (28)$$

Din schema echivalentă uzuală a mașinii de inducție se deduc apoi expresiile rezistenței R'_2

și a reactanței de dispersie X'_2 a indusului :

$$R'_2 = \frac{sX_\mu^2 \cdot R_e}{R_e^2 + (X_\mu - X_e)^2} \tag{29}$$

$$X'_2 = \frac{X_\mu^2 \cdot X_e - X_\mu \cdot (R_e^2 + X_e^2)^2}{R_e^2 + (X_\mu - X_e)^2}, \tag{30}$$

unde : X_μ este reactanța corespunzătoare întrefierului, în absența indusului :

$$X_\mu = \mu_0 \cdot \omega_1 \left(2p - \frac{1}{2}\right) \cdot a \cdot \frac{\mathrm{ch}\alpha\delta}{\mathrm{sh}\alpha\delta} \cdot \frac{m_1 (NK_B)^2}{p^2 \cdot \tau^2}. \tag{31}$$

Pe de altă parte, în absența efectului transversal și de refulare, rezistența echivalentă a indusului, redusă la primar, are expresia :

$$R'_{20} = 6 \frac{a}{b} \frac{(NK_B)^2}{p\tau}. \tag{32}$$

În tabela 1 se dau cîteva rezultate pentru prototipul experimentat.

Tabela 1

s	R'_2/R'_{20}	X'_2/R'_{20}
0,5	2,5168	0,1803
0,7	2,728	0,3438
1	3,045	0,416

Se observă prezența, demnă de relevat, a reactanței de dispersie a indusului fapt ce justifică luarea în considerare a efectului de refulare și transversal.

Instalația experimentală

Destinată încercărilor în regim de scurtcircuit, instalația experimentală are inductoare fixe și indus mobil.

Parametrii principali ai inductoarelor sînt : pasul polar, $\tau = 7{,}5 \cdot 10^{-2}$ m ; lățimea inductorului, $2a = 5{,}5 \cdot 10^{-2}$ m ; grosimea plăcii-indus din aluminiu, $2b = 2 \cdot 10^{-2}$ m ; lățimea indusului, $b + c = 9{,}9 \cdot 10^{-2}$ m ; numărul de spire pe bobină $n_b = 30$; numărul de poli, $2p + 1 = 7$; numărul de crestături pe inductor, $N_c = 21$.

În figura 10 se prezintă schema de principiu a instalației experimentale.

Rezultatele experimentale sînt prezentate alături de cele teoretice în figurile 7 și 9, constatîndu-se o concordanță satisfăcătoare ce probează admisibilitatea ipotezelor și corectitudinea conducerii calculelor.

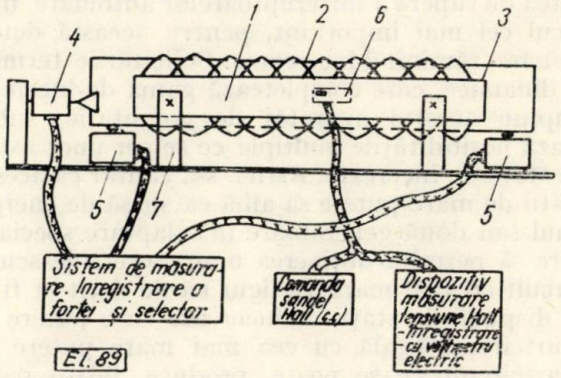


Fig. 10. Schema de principiu a instalației experimentale.

Concluzii.

Investigațiile teoretice și experimentale din lucrare scot în evidență necesitatea considerării dispersiei în întrefier și a efectului transversal, și de refulare, la calculul repartiției cîmpului electromagnetic, la motoarele liniare bilaterale cu întrefier relativ mare $\left(\frac{\delta}{\tau} > 0{,}1\right)$.

Relațiile de calcul stabilite, verificate, în parte, experimental prin încercări în regim de scurtcircuit, oferă o modalitate nouă mai completă de predominare a performanțelor motorului liniar bilateral cu indus-placă așezat asimetric-lateral față de inductoare.

Bibliografie

[1] *Bolton, H.* Forces in induction motors with latterally asymetric sheet secondaires. În : Proc. I.E.E. vol. **117**, nr. 12, 1970, p. 2241–2248.

[2] *Boldea, I.* Contribuții privind fenomenele specifice și calculul electromagnetic al motoarelor asincrone plane liniare. (Teză de doctorat) I.P. Timișoara, 1972.

[3] *Weh, H., Grumbkow, P.* și *Mosebach, H.* Kraft wirkungen orthogonal zur Bewegungrichtung beim asynchronen linear motor. În : E.T.Z.-A, **93**, nr. 1, 1972, p. 1–7.

[4] *Machefort-Tasin, Y.* Application du moteur linéaire dans le transports. În : R.G.E., vol. **80**, nr. 2, 1971, p. 121–134.

Intrat în redacție la 3.I.1973

Solicitarea termică și durata de viață a înfășurărilor transformatorului de scurtcircuit

MIHAIL PESICI* — București

CZ 621.314.224.045.1.002

Pînă în prezent nu s-a reușit, cu o metodă acceptabilă, să se determine, prin calcul, capacitatea de rupere a întreruptoarelor automate, mijlocul cel mai important, pentru această determinare, rămînînd încercarea. Solicitările termice și dinamice, care completează gama de încercări impuse acestui aparataj de comutație, subliniază posibilitățile multiple ce se cer unor astfel de stații de încercare. Astfel, s-a căutat ca aceste stații de mare putere să aibă ca sursă de energie unul sau două generatoare în adaptare specială, care să permită obținerea unor puteri de scurtcircuit cît mai mari. Desigur că de dorit ar fi să se dispună de stații de încercare cu o putere de scurtcircuit egală cu cea mai mare putere de scurtcircuit ce se poate produce într-o parte oarecare a sistemului energetic. Aceasta ar necesita dispunerea de o putere de scurtcircuit, la declanșare, foarte mare și deci de investiții importante. Pentru a eluda aceste dificultăți, în anumite situații stațiile de încercare sînt amplasate în apropierea marilor centrale electrice sau în puncte ale sistemului energetic, cu puteri de scurtcircuit foarte mari.

Dacă puterea de scurtcircuit necesitată în încercări, este un multiplu al puterii nominale a centralei electrice, curentul de scurtcircuit variază, în timp, în raport cu reactanțele specifice ale generatorului sau generatoarelor care alimentează punctul de conexiune al stației. Relația care permite calculul pătratului acestui curent este cunoscută [3], [7] și deci și procesul termic în transformatorul de scurtcircuit, este determinat.

În anumite situații, unele stații de încercare la scurtcircuit, de importanță relativ redusă pot, de asemenea, utiliza energia dintr-o rețea de putere foarte mare. În acest caz, dacă puterea de scurtcircuit necesară în încercări este de ordinul puterii disponibile în rețea, căderea de tensiune la alimentarea transformatorului este neînsemnată, iar valoarea curentului de scurtcircuit (componenta periodică) se menține aproape constantă. Variația curentului de scurtcircuit este condiționată de impedanța transformatorului utilizat, de factorul de putere impus în încercare și de unghiul de fază la producerea scurtcircuitului.

Prezența unei puteri de scurtcircuit foarte mari în punctul de alimentare al transformatorului de încercări, implică cunoașterea evoluției pătratului densității de curent de scurtcircuit și a încălzirii înfășurărilor.

În cele ce urmează, se va prezenta determinarea acestor elemente care permit controlul procesului termic în transformatorul de încercări.

Calculul integralei pătratului densității de curent de scurtcircuit la alimentarea dintr-o rețea de putere foarte mare

Încercările de scurtcircuit, fie că sînt folosite pentru determinarea puterii de rupere a întreruptoarelor, fie pentru solicitări termice sau dinamice, se efectuează cu ajutorul unui transformator cu o tensiune adecvată. În raport cu modul de funcționare a acestui transformator la scurtcircuit, șocurile pe care le primește pot fi considerate aproape ca tot atîtea solicitări de performanță. Evident, controlul acestor fenomene și în special al solicitării termice este necesar, dacă se dorește ca durata de viață acceptată, a acestui utilaj, să fie asigurată. În special, pentru acest fel de încercări cu durate foarte scurte și deci cu încălziri adiabatice ale înfășurărilor transformatorului, este important să se cunoască integrala pătratului densității de curent de scurtcircuit. Încălzirea acestor înfășurări se obține din relația cunoscută [2], [4]:

$$\theta = \frac{1}{\alpha}\left[\exp\frac{K_a \alpha \rho_0}{C_0 \gamma}\int_0^t j^2 \mathrm{d}t - 1\right], \qquad (1)$$

în care, în afara caracteristicilor conductorului care constituie înfășurarea, integrala pătratului densității de curent, pe durata scurtcircuitului influențează puternic procesul încălzirii.

Un scurtcircuit printr-un transformator alimentat dintr-o rețea cu o putere foarte mare, poate fi reprezentat prin regimul tranzitoriu într-un circuit cu o impedanță Z. După cum este cunoscut, pentru condiția obținerii unei valori mari, curentul de scurtcircuit are două componente: componenta periodică; componenta aperiodică.

Variația curentului, în regim tranzitoriu, este dată de relația:

$$i = \hat{I}\left[\sin(\omega t - \alpha) + \mathrm{e}^{-\frac{t}{T}}\sin\alpha\right], \qquad (2)$$

în care:

$$\alpha = \varphi - \Psi\ ;$$

φ este unghiul de defazaj între tensiune și curent;

Ψ — unghiul care corespunde stabilirii circuitului, măsurat de la trecerea prin zero a tensiunii.

---

* Ing. *M. Pesici* este cercetător științific principal la ICPE.

Dacă stabilirea scurtcircuitului are loc la

$$\alpha = \frac{\pi}{2},$$

componenta aperiodică are cea mai mare valoare incipientă. Aplicînd această condiție în relația (2) se obține :

$$i = \hat{I}\,(e^{-\frac{t}{T}} - \cos\omega t) \qquad (3)$$

și variația densității de curent :

$$j = \frac{\hat{I}}{s}(e^{-\frac{t}{T}} - \cos\omega t). \qquad (4)$$

Utilizînd relația (4) în calculul integralei pătratului densității de curent de scurtcircuit, se obține :

$$\int_0^t j^2\,dt = \frac{\hat{I}^2}{s^2}\int_0^t (e^{-\frac{t}{T}} - \cos\omega t)^2\,dt =$$

$$= \frac{\hat{I}^2}{s^2}\int_0^t (e^{-\frac{2t}{T}} - 2e^{-\frac{t}{T}}\cos\omega t + \cos^2\omega t)\,dt.$$

Din integrările parțiale rezultă :

$$I.\quad \int_0^t e^{-\frac{2t}{T}}dt = \left[-\frac{T}{2}e^{-\frac{2t}{T}}\right]_0^t = \frac{T}{2}(1 - e^{-\frac{2t}{T}});$$

$$II.\quad -2\int_0^t e^{-\frac{t}{T}}\cos\omega t\,dt =$$

$$= -2\left[\frac{T^2 e^{-\frac{t}{T}}\left(\omega\sin\omega t - \frac{1}{T}\cos\omega t\right)}{1 + T^2\omega^2}\right]_0^t =$$

$$= -\frac{2T^2}{1 + T^2\omega^2}\left[e^{-\frac{t}{T}}\left(\omega\sin\omega t - \frac{1}{T}\cos\omega t\right) + \frac{1}{T}\right];$$

$$III.\quad \int_0^t \cos^2\omega t\,dt = \frac{1}{2}\left[t + \frac{1}{2\omega}\sin 2\omega t\right]_0^t =$$

$$= \frac{t}{2} + \frac{\sin 2\omega t}{4\omega}.$$

În final integrala completă are expresia :

$$\int_0^t j^2\,dt = \frac{\hat{I}^2}{s^2}\left\{\frac{T}{2}(1 - e^{-\frac{2t}{T}}) - \right.$$

$$- \frac{2T^2}{1+T^2\omega^2}\left[e^{-\frac{t}{T}}\left(\omega\sin\omega t - \frac{1}{T}\cos\omega t\right) + \frac{1}{T}\right] +$$

$$\left. + \left(\frac{t}{2} + \frac{\sin 2\omega t}{4\omega}\right)\right\}. \qquad (5)$$

Pentru cazul particular cînd $\varphi = \Psi$ deci $\alpha = 0$, adică pentru producerea scurtcircuitului în momentul trecerii curentului prin zero, componenta aperiodică dispare, iar integrala pătratului densității curentului de scurtcircuit devine :

$$\int_0^t j^2\,dt = \frac{\hat{I}^2}{s^2}\left(\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4\omega}\right). \qquad (6)$$

Valoarea integralei (5) crește mult mai repede decît a celei rezultate dintr-un scurtcircuit a cărui putere necesitată este un multiplu al puterii nominale a rețelei [5] în care variația curentului, depinde în cea mai mare parte de reactanțele caracteristice ale generatoarelor.

Variația pătratului densității de curent, în timp, este sinuoasă. Creșterea inițială (pînă la $t \cong 5$ ms) decurge lent și apoi rapid, influențînd în mod deosebit încălzirea.

Pentru compararea rezultatelor obținute din calcul, pentru aceste situații, s-a aplicat relația (5), în calculul integralei pătratului densității de curent, la un transformator de 5 MVA în special, pentru o încercare la scurtcircuit la $\cos\varphi = 0{,}1$, cu alimentare dintr-o rețea cu putere foarte mare. A rezultat curba 1 din figura 1. Comparativ, în aceeași figură, curba 2 reprezintă rezul-

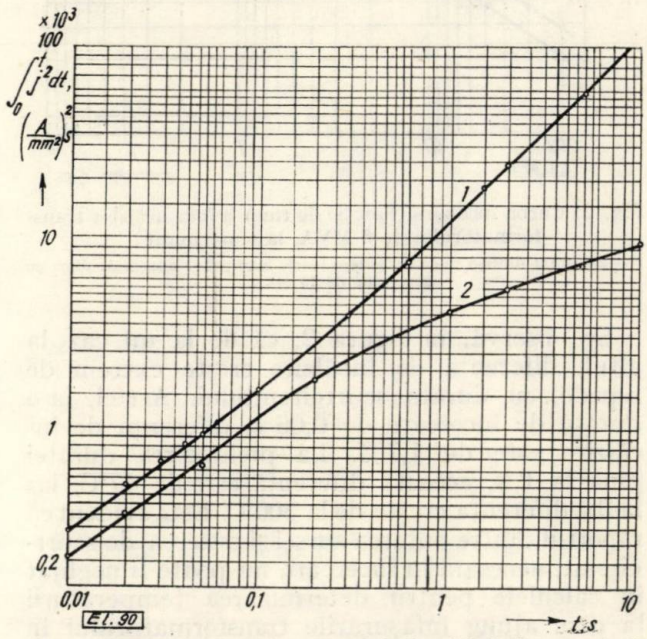


Fig. 1. Curba integralei pătratului densității de curent de scurtcircuit a înfășurărilor unui transformator special de 5 MVA :

1 — alimentat dintr-o rețea de putere foarte mare; 2 — alimentat dintr-un generator de 75 MVA.

tatele obținute, din calcul, pentru integrala pătratului densității de curent de scurtcircuit pentru înfășurările aceluiași transformator, la un scurtcircuit asimetric, cu alimentare dintr-un generator special de 75 MVA. Transformatorul în cauză este trifazat, uscat, cu o tensiune de scurtcircuit $\mu_k = 1{,}74\%$ și cu răcire naturală adec-

vată regimului de funcționare în încercări. Generatorul de 75 MVA are o putere de scurtcircuit de 15 ori mai mare (1125 MVA) la scurtcircuit trifazat simetric la 0,06 s.

În figura 2, curba 1 reprezintă încălzirea $\Theta = f(t)$, pentru înfășurările transformatorului, la încercarea de scurtcircuit, cu alimentare dintr-o rețea cu putere foarte mare, iar curba 2, încălzirea rezultată din calcul, la scurtcircuit pentru același transformator cu alimentare din generatorul de 75 MVA.

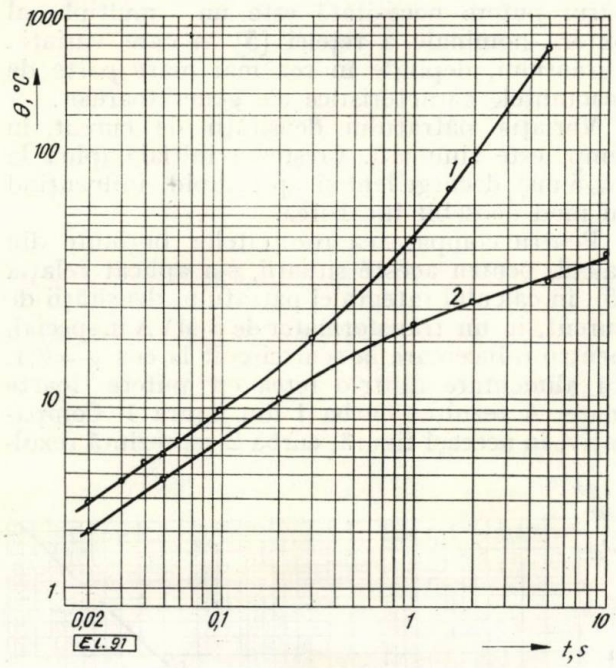


Fig. 2. Curba încălzirii, funcție de timp, a înfășurărilor transformatorului de 5 MVA, la scurtcircuit :
1 — alimentat dintr-o rețea de putere foarte mare; *2* — alimentat dintr-un generator de 75 MVA.

Se observă, în figura 2, că de la un caz la altul, diferența de încălzire crește extrem de repede, cu durata scurtcircuitului. Astfel, la o durată de încercare de 0,06 s, diferența de încălzire este de 1,7°C. La prelungirea duratei pînă la 1 s, această diferență este de 47°C, iar la 3 s, diferența crește de la 300°C. Este evident că raportul dintre puterea sursei și puterea de scurtcircuit, necesară în încercări, nu poate fi neglijat în calculele pentru determinarea temperaturii la care ajung înfășurările transformatorului în cursul unei încercări de scurtcircuit. Cunoașterea caracteristicilor sursei de alimentare și ale transformatorului utilizat este indispensabilă iar în caz de dubiu, este utilă și o analiză de confruntare a unei oscilograme de etalonare obținută la puterea maximă a stației de încercări.

Temperatura înfășurărilor, obținută din calcul este necesară pentru controlul solicitării termice, dacă se urmărește limitarea acestei temperaturi la o anumită valoare. Însă, cunoașterea efectului termic asupra izolației înfășurărilor, produs de această temperatură, permite o utilizare rațională a transformatorului în încercări. Solicitările termice succesive îmbătrînesc izolația, reducînd durata de viață a transformatorului. Calculul acestor peirderi din durata de viață a înfășurărilor transformatorului, destinat încercărilor de scurtcircuit, a fost expus într-un articol [5], în care s-au arătat elementele determinante, pentru cazul cel mai frecvent, cînd temperatura rezultată din încercare depășește temperatura limită de 110°C, corespunzătoare sarcinii nominale. Pentru depășiri neînsemnate ale acestei temperaturi limită, ca și pentru funcționarea sub acest palier, pierderile din durata de viață sînt mult mai reduse. Calculul acestor pierderi constituie obiectul capitolului următor.

Calculul pierderilor suplimentare din durata de viață a înfășurărilor transformatorului de scurtcircuit

În cazul unei încercări de scurtcircuit prin intermediul unui transformator, solicitarea termică a înfășurărilor, peste temperatura limită corespunzătoare puterii sale nominale, afectează în mod deosebit durata de viață a acestor înfășurări și determinarea acestei pierderi este foarte importantă pentru un control rațional.

Calculul pierderii din durata de viață a înfășurărilor la transformatorul de scurtcircuit [5], după cum s-a menționat, se referă la domeniul temperaturilor peste palierul temperaturii limită de 110°C, pentru sarcina nominală (transformatoare în ulei).

Desigur, că, în acest proces de încălzire, durata de viață a înfășurărilor este influențată și de creșterea temperaturii pînă la valoarea limitei de 110°C, după cum influențează în același sens și procesul de răcire care se produce sub temperatura de 110°C. Pierderea din durata de viață, însă, pentru acest domeniu al temperaturii, este mult mai redusă, față de aceea a solicitărilor termice peste temperatura de 110°C.

În figura 3 se poate observa că, pe durata scurtcircuitului, deasupra palierului temperaturii nominale $\Theta_n = 110$°C, în afara pierderilor din durata de viață a înfășurărilor care, pentru acest domeniu al temperaturilor, sînt redate de relația cunoscută [5] :

$$\frac{11{,}5}{\Theta_k}\left(\exp\frac{\Theta_k}{11{,}5}-1\right)(T_k+T'), \qquad (7)$$

exprimată în secunde, la sarcina nominală Θ_k fiind creșterea temperaturii înfășurărilor peste $\Theta_n = 110$°C. Se mai produc și alte pierderi din durata de viață numite mai departe pierderi suplimentare. Aceste pierderi suplimentare se produc :

1) pe durata $T_k + T'$ la temperatura nominală constantă,

$\Theta_n = 110°C$, a înfășurărilor;

2) pe durata de răcire, sub temperatura $\Theta_n = 110°C$.

La punctul 1, pierderea din durata de viață, exprimată în secunde, la sarcină nominală, este dată chiar de suma duratelor $T_k + T'$. Pentru punctul 2, este necesar să se examineze, în raport cu formula lui Montsinger, durata de viață a înfășurărilor pentru domenii ale temperaturilor sub valoarea temperaturii $\Theta_n = 110°C$. Dacă se ia ca bază durata de viață $Y_0 = 4{,}5$ ani (sau 142.10^6 s) a înfășurărilor transformatorului, la sarcină nominală și la temperatura constantă de 110°C, în raport cu formula lui Montsinger:

$$Y = Y_0 2^{\frac{110-\Theta}{8}}, \qquad (8)$$

în care Θ este temperatura constantă a înfășurării în funcționare, iar Y_0 — durata de viață a izolației înfășurărilor la sarcină nominală, și dacă se consideră relația (8) sub aspectul $2^{\frac{\Theta-110}{8}} = \frac{Y_0}{Y}$, se constată că raportul Y_0/Y reprezintă echivalentul de durată de viață, la sarcină nominală la 110°, pentru o secundă de durată de viață la diferența de temperatură:

$$\Theta - 110° = -\Delta\Theta.$$

Se poate spune că o secundă de funcționare la o temperatură Θ, a înfășurărilor, *sub 110°C* (deci la diferența de temperatură — $\Delta\Theta$) echivalează cu

$$2^{-\frac{\Delta\Theta}{8}} \qquad (9)$$

secunde la sarcină nominală.

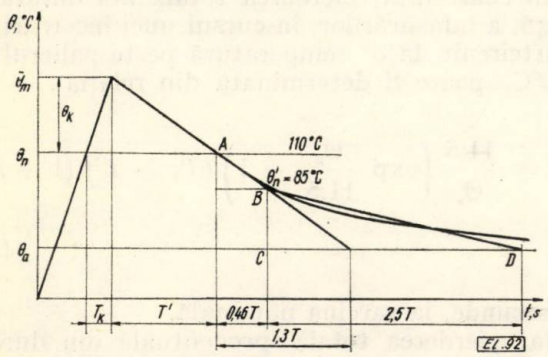


Fig. 3. Curbele temperaturilor în timpul și după încetarea scurtcircuitului la înfășurările unui transformator.

În procesul de răcire, valoarea încălzirii Θ' poate fi determinată din relația exponențială cunoscută

$$\Theta' = \Theta'_m e^{-\frac{t}{T}},$$

T fiind constanta de timp termică a înfășurărilor transformatorului.

Desigur că pentru acest domeniu al temperaturilor, sub 110°C, este necesar să se determine constanta de timp termică a înfășurărilor în raport cu condițiile de răcire a acestora. Pentru un transformator special, destinat exclusiv încercărilor de scurtcircuit, cu o construcție rațională la care din motive economice s-au aplicat soluții de răcire strict impuse de regimul de utilizare și de forma constructivă, determinarea valorii constantei de timp este condiționată de aceste soluții.

Pe de altă parte, pentru durata de viață în domeniul acestor temperaturi, trebuie menționat că, sub temperatura de 85°C, sînt alte relații între durata de viață a izolației și temperatura înfășurărilor. Se remarcă o scădere pronunțată a duratei de viață pentru temperaturi cuprinse între 85°C și 25°C. Ținînd seama că aceste pierderi din durata de viață sînt foarte reduse și pentru a evita calcule inutile, în cele ce urmează se va recurge la unele substituiri, în calcule, în scopul simplificării lor.

Considerînd prima parte a răcirii, de la 110°C la 85°C (fig. 3), curba de răcire poate fi înlocuită, în această porțiune, cu o dreaptă a cărei prelungire intersectează $\Theta_a = 40°$ la distanța 1,3 T față de perpendiculara coborîtă din punctul A. În această situație, se poate scrie:

$$\frac{\Theta_n - 85°}{t} = \frac{\Theta_n - 40°}{1{,}3\,T}$$

sau

$$\Theta_n - 85° = \frac{(\Theta_o - 40°)\,t}{1{,}3\,T} = \Delta\Theta.$$

Înlocuind în formula (9) se obține

$$2^{-\frac{(\Theta_n-40°)\,t}{10{,}4\,T}} \text{ sau } \exp - \ln 2\,\frac{(\Theta_n - 40)\,t}{10{,}4\,T} =$$

$$= \exp - \frac{(\Theta_n - 40)\,t}{15\,T}$$

și integrînd:

$$\int_0^{0{,}46T} \exp - \frac{(\Theta_n - 40)\,t}{15\,T}\,dt = \left[-\frac{15\,T}{\Theta_n - 40°} \exp - \right.$$

$$\left. - \frac{(\Theta_n - 40)\,t}{15\,T} \right]_0^{0{,}46T} =$$

$$= \frac{15\,T}{\Theta_n - 40}\left(1 - \exp - \frac{(\Theta_n - 40)}{32{,}6}\right), \qquad (10)$$

pentru $\Theta_n = 110°C$, integrala are valoarea 0,189 T.

Aceasta reprezintă pierderile din durata de viață a izolației înfășurărilor pentru procesul de răcire cuprins între 110°C și 85°C.

Pentru determinarea pierderilor din durata de viață datorite procesului de răcire, în domeniul temperaturilor de la 85°C pînă la 40°C, în raport

cu noile condiții ale acestor pierderi, se poate spune, asemănător explicațiilor pentru relația (9), că o secundă de funcționare la o temperatură Θ a înfășurărilor *sub 85°C* (deci la o diferență de temperatură de $\Theta - 85\,°C = -\Delta\Theta$) echivalează cu :

$$1{,}2^{-\frac{\Delta\Theta}{10{,}3}} \qquad (11)$$

secunde la sarcină corespunzătoare unei temperaturi constante de 85°C a înfășurărilor. Considerînd triunghiul *BCD* din figura 3, în care s-a efectuat substituirea curbei de răcire cu dreapta *BD*, se poate scrie :

$$\frac{\Theta'_n - 40}{2{,}5\,T} = \frac{\Theta'_n - \Theta}{t} \text{ și } \Theta'_n - \Theta = t\frac{\Theta'_n - 40}{2{,}5T} = \Delta\Theta.$$

Înlocuind în relația (11) valoarea $\Delta\Theta$, se obține $1{,}2^{-\frac{(\Theta'_n - 40)\,t}{25{,}75\,T}}$ ceea ce se mai poate scrie :

$$\exp -\frac{(\Theta'_n - 40)\,t}{140\,T}.$$

Integrînd de la 0 la 2,5 T, se obține echivalentul duratei în secunde la sarcina corespunzătoare temperaturii de 85°C, pe durata răcirii pînă la temperatura ambiantă de 40° :

$$\int_0^{2{,}5\,T} \exp -\frac{(\Theta'_n - 40)\,t}{140\,T}\,\mathrm{d}t = \left[-\frac{140\,T}{\Theta'_n - 40}\exp - \frac{(\Theta'_n - 40)\,t}{140\,T}\right]_0^{2{,}5\,T} =$$

$$= \frac{140\,T}{\Theta'_n - 40}\left(1 - \exp -\frac{\Theta'_n - 40}{56}\right). \qquad (12)$$

Pentru $\Theta'_n = 85$°C, valoarea integralei este de 1,72 T.

Raportată la durata de viață a izolației de 4,5 ani la 110°C, valoarea integralei de mai sus devine :

$$\frac{4{,}5}{39{,}6} \cdot 1{,}72\,T = 0{,}195\,T,$$

39,6 reprezentînd, în ani, durata de viață a izolației înfășurărilor la o funcționare constantă la temperatura de 85°C.

Astfel, s-au determinat pierderile, din durata de viață, în secunde, ale izolației în procesul de răcire sub temperatura $\Theta_n = 110$°C și anume :

$$0{,}189\,T + 0{,}195\,T \cong 0{,}39\,T.$$

Pierderile suplimentare din durata de viață, menționate la punctele 1 și 2, pot fi puse, deci, sub forma :

$$p_s = T_k + T' + 0{,}39\,T, \qquad (13)$$

în secunde la sarcina nominală, în care :

T_k este timpul de creștere a temperaturii de la Θ_n la $\Theta_n + \Theta_k$;

T' — valoarea raportată a constantei de timp T corespunzătoare unei cedări de căldură la temperatura $\Theta_n + \Theta_k$;

T — constanta de timp termică a înfășurărilor.

Raportate, sub forma unui coeficient k, la pierderea din durata de viață în domeniul temperaturilor peste palierul 110°C, aceste pierderi suplimentare au expresia :

$$k = \frac{T_k + T' + 0{,}39\,T}{\frac{11{,}5}{\Theta_k}\left(\exp\frac{\Theta_k}{11{,}5} - 1\right)(T_k + T')} =$$

$$= \frac{1 + \frac{0{,}39\,T}{T_k + T'}}{\frac{11{,}5}{\Theta_k}\left(\exp\frac{\Theta_k}{11{,}5} - 1\right)}$$

și, neglijînd pe T_k a cărui valoare este foarte mică în raport cu T', se obține în final :

$$k = \frac{1 + 0{,}39\frac{T}{T'}}{\frac{11{,}5}{\Theta_s}\left(\exp\frac{\Theta_k}{11{,}5} - 1\right)}. \qquad (14)$$

Deci, k reprezintă coeficientul pierderilor suplimentare din durata de viață a înfășurărilor, față de pierderile din durata de viață în domeniul temperaturilor peste palierul de 110°C.

În consecință, pierderea totală din durata de viață, a înfășurărilor, în cursul unei încercări de scurtcircuit, la o temperatură peste palierul de 110°C, poate fi determinată din relația :

$$p_t = \frac{11{,}5}{\Theta_k}\left(\exp\frac{\Theta_k}{11{,}5} - 1\right)(T_k + T')\,(1 + k), \qquad (15)$$

în secunde, la sarcina nominală.

Iar pierderea totală procentuală din durata de viață, va avea expresia :

$$p_t\,\% = \frac{11{,}5 \cdot 10^2}{Y_0\,\Theta_k}\left(\exp\frac{\Theta_k}{11{,}5} - 1\right)(T_k + T')(1 + k), \qquad (16)$$

în care Y_0 reprezintă durata de viață a înfășurărilor transformatorului la sarcina nominală (4,5 ani sau circa 142.10^6 s).

În figura 4 sînt expuse diagramele $k = f(\Theta_k)$ avînd ca parametru general raportul $\frac{T}{T'}$.

Se observă că, pentru creșteri de temperatură peste 110°C, $\Theta_k = 50° - 60°C$, coeficientul de pierderi suplimentare din durata de viață a înfășurărilor, pentru o încercare de scurtcircuit,

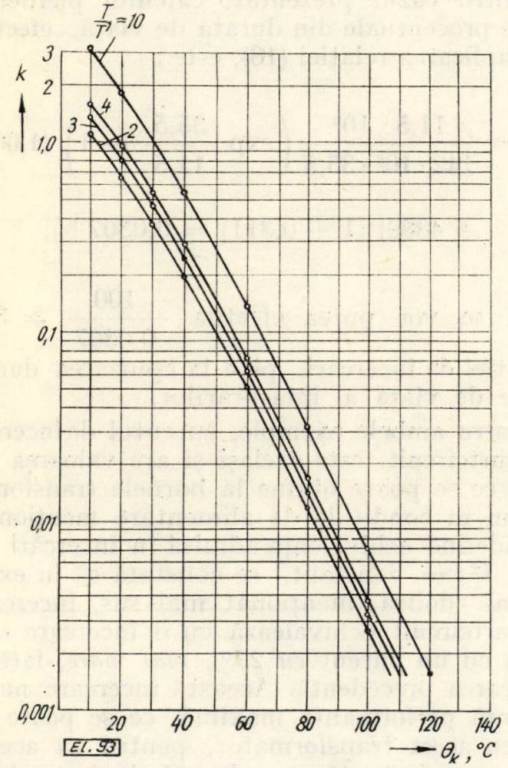


Fig. 4. Diagramele pierderilor suplimentare din durata de viață $k = f(\theta_k)$ a înfășurărilor avînd ca parametru raportul T/T'.

poate avea o valoare cuprinsă între 0,2 și 0,1 adică creșteri de pînă la 20%. Pentru valori mai mici ale lui Θ_k, valoarea coeficientului pentru pierderile suplimentare poate crește de la 1,0 la 3 în raport cu T/T'.

Evident, coeficientul k reprezintă raportul dintre pierderile suplimentare și pierderile din durata de viață la încercări de scurtcircuit la care temperatura înfășurărilor este situată peste palierul de 110°C și în consecință valoarea absolută a acestor pierderi suplimentare este foarte redusă.

Astfel, pentru o încercare de scurtcircuit în care $T_k = 8$ s, $T' = 1000$ s și $T = 9300$ s, pierderile suplimentare sînt de $8 + 1000 + 0{,}39 \cdot 9300 \cong 4635$ s.

Față de durata de viață a înfășurărilor unui transformator de $142 \cdot 10^6$ s la sarcină nominală pierderile suplimentare de mai sus reprezintă

$$\frac{4635 \cdot 10^2}{142 \cdot 10^6} = 3{,}26 \cdot 10^{-3}\% \cdot$$

Desigur că, pentru un rezultat mai exact al pierderilor din durata de viață a înfășurărilor, este necesară prinderea în calcul a coeficientului de pierderi suplimentare. Însumarea acestor pierderi suplimentare, pe lîngă pierderile esențiale din durata de viață, în decursul încercărilor de scurtcircuit, reflectă starea reală a izolației înfășurărilor transformatorului. Însă, pentru o durată de viață acceptată a transformatorului special, care este influențată desigur și de solicitările dinamice, raportul dintre pierderile suplimentare și esențiale poate justifica, în unele cazuri și pînă la un punct, prudența de a nu depăși, în cursul încercărilor de scurtcircuit, temperatura admisibilă de 110°C a înfășurărilor. Pentru astfel de situații, calculele arată că numărul de încercări, posibil de efectuat pînă la epuizarea duratei de viață a înfășurărilor, este extrem de mare.

Deci, rezultă că, pentru un transformator special destinat încercărilor de scurtcircuit, efectuarea încercărilor, astfel încît temperatura maximă a înfășurărilor să fie situată pe, sau sub, palierul temperaturii maxime admise de 110°C, reprezintă un exces de prudență, care limitează posibilitățile reale ale utilajului. O utilizare rațională a transformatorului pentru încercări de mare putere, trebuie stabilită de la caz la caz.

În cele ce urmează, se va expune exemplul unui transformator de 1,15 MVA trifazat, cu răcire în aer (figura 5), realizat în scopul echipării unui laborator și destinat între altele și încercărilor termice de scurtă durată. Dată fiind

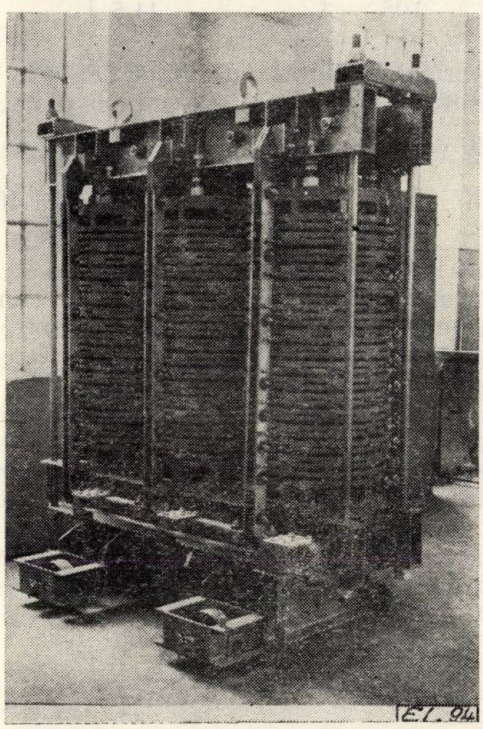


Fig. 5. Transformator special trifazat pentru încercări termice și dinamice; putere de tip pentru încercări termice de scurtă durată: 1150 kVA 400 V/50/86,5 V; $\mu_k = 2\%$.

posibilitatea limitată de răcire naturală a înfășurărilor la încercări termice permanente, puterea transformatorului, raportată la aceste încercări, este mai redusă, iar constanta de timp termică a înfășurărilor este $T = 13850$ s.

Transformatorul cu o tensiune de scurtcircuit $u_k = 2\%$ este alimentat, dintr-un punct al rețelei, cu o putere de scurtcircuit de 200 MVA. La un scurtcircuit de 2 s, la bornele de joasă tensiune (86,5 V) în trifazat, densitatea de curent în aceste desfășurări este de 101 A/mm². Aplicînd relația (5) se obține valoarea integralei pătratului densității de curent :

$$\int_0^t j^2 \, dt = 10303 \cdot \left(\frac{A}{mm^2}\right)^2 \cdot s$$

și, din relația (1), o încălzire a înfășurărilor $\Theta = 63{,}5°C$.

Considerînd temperatura ambiantă maximă admisă de standardele de specialitate, de 40°C se obține temperatura maximă la care vor ajunge înfășurările după durata de 2 s a scurtcircuitului, adică : 103,5°C. Neglijînd diferența mică la această temperatură se poate afirma că înfășurările transformatorului au atins, în cursul scurtcircuitului, temperatura admisibilă la sarcină nominală a înfășurărilor, de 105°C (pentru transformatoare uscate). Din relația (4) reiese că, pentru $\Theta_n = 105°C$, pierderea din durata de viață a înfășurărilor transformatorului va fi de :

$$p = \frac{35 \times 13850}{105}\left(1 - \exp - \frac{105}{11{,}5}\right) \cong 4620 \text{ s.}$$

Raportată la durata de viață de $142 \cdot 10^6$ s, a înfășurărilor, pierderea procentuală din această durată va fi de $\frac{4620 \cdot 10^2}{142 \cdot 10^6} = 32{,}5 \cdot 10^{-4}\%$, adică, vor putea fi efectuate $\frac{142 \cdot 10^6}{4620} = 3{,}07 \cdot 10^4$ de încercări similare, pînă la epuizarea duratei de viață a înfășurărilor transformatorului. Cifra obținută, care este extrem de mare, ca și temperatura $\Theta_n = 105°C$ acceptată ca limită pentru înfășurări, în încercări, confirmă o exploatare nerațională a transformatorului.

Păstrînd condițiile scurtcircuitului menționat mai sus, însă prelungind durata la 3 s, densitatea de curent de 101 A/mm², în înfășurări, nu se schimbă. Prin aplicarea relației (5) se obține valoarea integralei pătratului densității de curent pentru $t = 3$ s :

$$\int_0^t j^2 \, dt = 15403 \left[\frac{A}{mm^2}\right]^2 \cdot s.$$

Aplicînd în relația (1) cifra de mai sus se determină încălzirea înfășurărilor, $\Theta = 100{,}5°C$.

Admițînd o temperatură ambiantă de 40°C, temperatura maximă la care vor ajunge înfășurările după durata de 3 s a scurtcircuitului va fi de 140,5°C. Diferența de temperatură față de $\Theta_n = 105°$ este $\Theta_k = 35{,}5°C$. Din calcule s-au dedus valorile $T_k = 1{,}06$ s, $T' = 4889$ s, iar coeficientul pierderilor suplimentare din durata de viață $k = 0{,}311$.

Pentru cazul prezentat, calculul pierderilor totale procentuale din durata de viață, efectuat prin aplicarea relației (16), este :

$$p_t\% = \frac{11{,}5 \cdot 10^2}{142 \cdot 10^6 \cdot 35{,}5}\left(\exp \frac{35{,}5}{11{,}5} - 1\right)(1{,}06 + 4889)(1 + 0{,}311) = 0{,}0307\ \%,$$

adică se vor putea efectua $\frac{100}{0{,}0307} \cong 3260$ de astfel de încercări, pînă la epuizarea duratei totale de viață a înfășurărilor.

Pentru ambele exemple, curentul de încercare de scurtcircuit este același și are valoarea maximă ce se poate obține la bornele transformatorului în condițiile de alimentare menționate. Considerînd echivalența admisă în încercări termice $I^2 t =$ constant, se constată că în exemplul al doilea, menționat mai sus, încercarea la scurtcircuit echivalează cu o încercare efectuată cu un curent *cu 23% mai mare*, față de încercarea precedentă. Această încercare nu reprezintă performanța maximă, ce se poate obține cu acest transformator, pentru că aceeași încercare, efectuată pe o durată de 4 s, echivalează cu o încercare efectuată cu un curent cu 41% mai mare decît la încercarea cu durata de 2 s. Desigur că această încercare reprezintă o solicitare termică grea, pentru că temperatura înfășurărilor va atinge 193°C ($\Theta_{amb} = 40°C$), iar pierderea procentuală din durata de viață este de 1,58%. Transformatorul va putea suporta circa 63 de astfel de încercări. Dar încercările de acest gen survin relativ rar, iar cifrele prezentate ilustrează posibilitățile de utilizare a transformatorului, destul de aproape de limită. Temperatura ambiantă de 40°C menționată în exemplele de mai sus ar putea fi considerată ca excesivă. Din practica laboratoarelor de specialitate însă, se cunoaște că dacă prima încercare pornește de la temperatura ambiantă reală, în succesiunea celorlalte încercări se acordă, rareori, înfășurărilor transformatorului, timpul necesar de răcire pînă la temperatura ambiantă.

Trebuie menționat că, pentru o succesiune de încercări, este necesar să se determine timpul de răcire pentru readucerea temperaturii înfășurării la 40°C, după fiecare încercare, astfel încît, condițiile de încercare să coincidă pe cît posibil cu cele de calcul.

Concluzii

Pentru determinarea temperaturii la care ajung înfășurările transformatorului de scurtcircuit, în cursul unei încercări, este necesar să se cunoască puterea *reală* de scurtcircuit, disponibilă în punctul de alimentare. Raportul dintre puterea nominală ce se poate obține în acest punct și puterea de scurtcircuit necesitată este un indiciu important pentru mersul calculelor.

Pierderea din durata de viață a înfășurărilor, în domeniul temperaturilor *sub* 110°C inclusiv, este foarte redusă în raport cu durata de viață a înfășurărilor la puterea nominală a transformatorului. Aceste pierderi capătă caracterul unor pierderi suplimentare în cazul încercărilor de scurtcircuit, cînd temperatura înfășurărilor este situată *deasupra* temperaturii de 110°C, admisă pentru sarcina nominală. În acest caz, prinderea lor într-un calcul al pierderilor totale nu poate fi neglijată dacă $\Theta_k < 60°C$.

Din punct de vedere al duratei de viață acceptate, a înfășurărilor, rezultatele exemplelor menționate arată că pentru o utilizare rațională a transformatorului este necesar ca aceste încercări să se efectueze astfel, încît temperatura la care ajung înfășurările să fie situată *deasupra* temperaturii de 110°C. Acest mod de utilizare mărește posibilitățile de încercări ale transformatorului.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Beiträge zur Erwärmungsberechnung elektrischer Leiter. Habil-Diss. TH Dresden, 1953 și buletin IRE 11, 1943, 3/4, p. 301–412.

[2] *Biermans, I.* Hochspannung und Hochleistung. München C. Hanser, 1949.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice (ediția a doua). București, Editura didactică și pedagogică, 1972.

[4] *Kesselring, F.* Theoretische Grundlagen zur Berechnung der Schaltgeräte. Walter de Gruyter Berlin 1950.

[5] *Pesici, M.* Durata de viață a înfășurărilor la transformatorul destinat încercărilor de scurtcircuit. În: Electrotehnica 21, nr. 4, 1973.

[6] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. III. Transformatorul (trad. din l. germană). București, Edit. Tehnică, 1960.

[7] *Roeper, R.* Ermittlung der thermischen Beanspruchung bei nichtstationären Kurzschlussströmen, În: ETZ 70, nr. 4, 1949, p. 131–135.

[8] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice (trad. din l. engleză). București, Editura tehnică, 1959.

[9] *Vidmar, M.* Transformatorenkurzschlüsse Vieweg, Braunschweig, 1940.

Intrat în redacție la 27.IV.1973

Calculul reacțiunilor din cuplele cinematice ale mecanismelor aparatelor electrice prin metode matriceale

MIHAI BUCULEI, SEVASTULA MIȚIS și IULIAN POPESCU* — Craiova

CZ 621.316.002.2:531.3

În construcția aparatelor electrice se întîlnesc o serie de mecanisme care realizează închiderea și deschiderea contactelor, blocarea unor subansamble, asigurarea unor traiectorii, viteze și accelerații impuse etc.

Analiza și sinteza mecanismelor aparatelor electrice ridică probleme specifice cum ar fi: realizarea unor mișcări foarte rapide prin folosirea resoartelor ca elemente de acționare, amortizarea mișcărilor pe ultima parte a ciclului, realizarea unor blocaje de siguranță, acționări prin șoc etc. Din literatura existentă se constată că studiul mecanismelor în speță și cel al mecanismelor aparatelor electrice, se bazează încă, în mare măsură, pe metode grafice; astfel, atît în cursurile universitare apărute recent la noi [6], cît și pe plan mondial [4] metodele grafice consacrate ocupă o pondere însemnată. În același timp se constată o extindere din ce în ce mai mare a cercetărilor în domeniul teoriei mecanismelor, pe baza unor metode matematice moderne, care să permită folosirea calculatoarelor numerice și, deci, să ofere rezultate precise, obținute mai rapid [9, 1, 2].

În ceea ce privește proiectarea aparatelor electrice, în literatură există lucrări care se referă în special la partea electrotehnică [5], precum și o monografie care analizează aspectele mecanice ale acestor aparate, pe baza metodelor grafice, fără a oferi însă o metodologie completă de analiză și sinteză [7].

În scopul stabilirii unei metodologii complete de analiză și proiectare a mecanismelor aparatelor electrice, ne-am propus să studiem, pe baza teoriei mecanismelor și a metodelor moderne de calcul, o serie de aspecte specifice ridicate de studiul acestor mecanisme. Astfel, în [11] se studiază posibilitatea stabilirii unei metodologii de analiză a mecanismelor unor întrerupătoare de înaltă tensiune, iar în [10] se stabilește legea de variație a cuplului mecanic de la elementul conducător al mecanismului unui separator, cu acumularea energiei în resort. În [3] se studiază posibilitatea calculului reacțiunilor din cuple cinematice, prin metode matriceale, pentru diada de aspectele 1 și 2.

* Ing. *M. Buculei* și ing. *S. Miții* sînt asistenți, iar dr. ing. *I. Popescu* este conferențiar la Universitatea din Craiova.

În lucrarea de față se stabilește o metodă analitică matriceală completă pentru calculul reacțiunilor din cuple, luînd în considerație și diada de aspectul 3, precum și acțiunea prin șoc a unor forțe, cazuri frecvente la aparatele electrice. Cunoașterea reacțiunilor din cuplele cinematice este necesară pentru dimensionarea mecanică a elementelor mecanismelor și a legăturilor acestora cu batiul.

1. Metoda de calcul matriceal al reacțiunilor din cuple

În cele ce urmează ne vom limita la studiul diadei ca dipol cinematic (studiul diadei ca tripol sau cuadripol cinematic este analog).

Diada de aspectul 1 (fig. 1).

Asupra elementelor diadei acționează forțele $\bar{F}_{1j}$ și $\bar{F}_{2j}$ care pot fi: forțe exterioare date (avînd o dependență de timp și poziție bine precizată), forțe de inerție, forțe percutante etc. Forțele percutante prezintă un deosebit interes

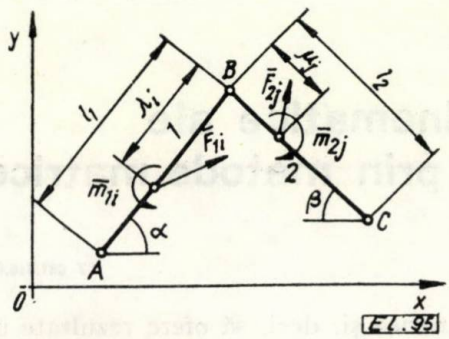


Fig. 1.

la aparatele electrice, de exemplu la separatoarele de putere, unde forța electrodinamică din bucla căii de curent ca și forța arcului electric, sînt aplicate brusc [10]. Ecuațiile de echilibru, în raport cu sistemul *xoy* sînt:

$$\begin{aligned}
&R_x^A l_1 \sin\alpha - R_y^A l_1 \cos\alpha + \sum_{(i)} F_{1ix}\lambda_i \sin\alpha - \\
&- \sum_{(i)} F_{1iy}\lambda_i \cos\alpha + \sum_{(i)} m_{1i} = 0; \\
&R_x^c l_2 \sin\beta + R_y^c l_2 \cos\beta + \sum_{(j)} F_{2jx}\mu_j \sin\beta + \\
&+ \sum_{(j)} F_{2jy}\mu_j \cos\beta + \sum_{(j)} m_{2j} = 0; \\
&R_x^A + \sum_{(i)} F_{1ix} + R_x^c + \sum_{(j)} F_{2jx} = 0; \\
&R_y^A + \sum_{(i)} F_{1jy} + R_y^c + \sum_{(j)} F_{2jy} = 0.
\end{aligned} \tag{1}$$

Sistemul (1) este, în general, compatabil, iar soluțiile sale pot fi scrise matriceal sub forma:

$$\begin{pmatrix} R_x^A \\ R_y^A \\ R_x^c \\ R_y^c \end{pmatrix} = \delta \left[\sum_{(i)} (M_{1i}) \begin{pmatrix} F_{1ix} \\ F_{1iy} \\ F_{1ix} \\ F_{1iy} \end{pmatrix} + \sum_{(j)} (M_{2j}) \begin{pmatrix} F_{2jx} \\ F_{2jy} \\ F_{2jx} \\ F_{2jy} \end{pmatrix} + \right.$$
$$\left. + \sum_{(i)} (\tilde{M}_{1i})\, m_{1i} + \sum_{(j)} (\tilde{M}_{2j})\, m_{2j} \right] \tag{2}$$

Matricele din (2) sînt date în anexa 1.

Diada de aspectul 2 (fig. 2).

Pentru simplitate se consideră că axa (xx) a ghidajului este paralelă cu axa (ox), ceea ce, așa cum se va vedea ulterior, nu introduce nici o particularizare.

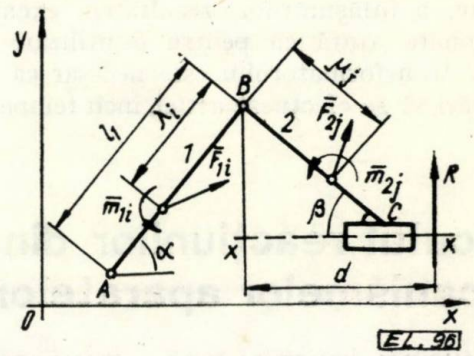


Fig. 2.

Ecuațiile de echilibru sînt:

$$\begin{aligned}
&R_x^A l_1 \sin\alpha - R_y^A l_1 \cos\alpha + \sum_{(i)} F_{1ix}\lambda_i \sin\alpha - \\
&- \sum_{(i)} F_{1iy}\lambda_i \cos\alpha + \sum_{(i)} m_{1i} = 0; \\
&R_x^A + \sum_{(i)} F_{1ix} + \sum_{(j)} F_{2jx} = 0; \\
&R_y^A + \sum_{(i)} F_{1iy} + R + \sum_{(j)} F_{2jy} = 0; \\
&Rd + \sum_{(j)} F_{2jx}\mu_j \sin\beta + \sum_{(j)} F_{2jy}\mu_j \cos\beta + \sum_{(j)} m_{2j} = 0.
\end{aligned} \tag{3}$$

De aici se obține următoarea scriere matriceală pentru reacțiuni:

$$\begin{pmatrix} R_x^A \\ R_y^A \\ 0 \\ R \end{pmatrix} = \sum_{(i)} (P_{1i}) \begin{pmatrix} F_{1ix} \\ F_{1iy} \\ F_{1ix} \\ F_{1iy} \end{pmatrix} + \sum_{(j)} (P_{2j}) \begin{pmatrix} F_{2jx} \\ F_{2jy} \\ F_{2jx} \\ F_{2jy} \end{pmatrix} +$$
$$+ \sum_{(i)} (\tilde{P}_{1i})\, m_{1i} + \sum_{(j)} (\tilde{P}_{2j})\, m_{2j}. \tag{4}$$

Matricele din (4) sînt date în anexa 2.

Din ultima ecuație (3) se poate calcula cu ușurință brațul d al reacțiunii $\bar{R}$.

Diada de aspectul 3 (fig. 3)

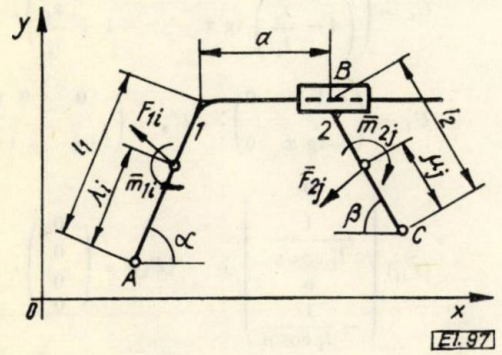


Fig. 3.

Ecuațiile de echilibru sînt :

$$R_x^A - \sum_{(i)} F_{1ix} = 0\,;$$

$$R_x^e - \sum_{(j)} F_{2jx} = 0\,;$$

$$R_y^A + \sum_{(i)} F_{1iy} + R_y^e - \sum_{(j)} F_{2jy} = 0 \tag{5}$$

$$R_x^A (l_1 \sin\alpha - l_2 \sin\beta) - R_y^A (l_1 \cos\alpha + l_2 \cos\beta + a) + \sum_{(i)} F_{i1x} [(\lambda_i - l_1) \sin\alpha + l_2 \sin\beta] - \sum_{(i)} F_{1iy} [(l_1 - \lambda_i) \cos\alpha + l_2 \cos\beta + a] + \sum_{(j)} F_{2jx}\, \mu_j \sin\beta - \sum_{(j)} F_{2jy} \cos\beta + \Sigma m_{1i} - \sum_{(j)} m_{2j} = 0$$

Analog ca mai sus, rezultă, pentru reacțiuni următoarea scriere :

$$\begin{pmatrix} R_x^A \\ R_y^A \\ R_x^e \\ R_y^e \end{pmatrix} = \sum_{(i)} (A_{1i}) \begin{pmatrix} F_{1ix} \\ F_{1iy} \\ F_{1ix} \\ F_{1iy} \end{pmatrix} + \sum_{(j)} (A_{2j}) \begin{pmatrix} F_{2jx} \\ F_{2jy} \\ F_{2jx} \\ F_{2jy} \end{pmatrix} + \sum_{(i)} (\tilde{A}_{1i} m_{1i} + \sum_{(j)} (\tilde{A}_{2j})\, m_{2j}. \tag{6}$$

În (6), matricele au forma din anexa 3.

Observații : Alegerea preferențială a axei (ox) nu crează nici un impediment. Mecanismul se va raporta, în ansamblul său, la un sistem de axe (xoy) ales în mod convenabil. Pentru calculul reacțiunilor, dacă axa (ox) n-are direcția dată în figura 2, respectiv figura 3, se va face calculul cu relațiile de mai sus și se va reveni la sistemul ales aprioric, cu relațiile cunoscute de transformare a componentelor unui vector, în plan, la rotația axelor de coordonate [8].

2. Metodica de calcul propusă

a) Se stabilesc (prin metode analitice sau de geometrie sintetică) parametrii care caracterizează poziția grupei (grupelor) cinematice, în speță unghiurile α și β, pentru un număr de n poziții ale mecanismului. Se recomandă alegerea unui număr cît mai mare de poziții, în special în zona unor poziții critice, unde se apreciază că solicitarea mecanică este mare, de exemplu : apariția prin șoc a forțelor electrodinamice, închiderea percutantă a unor contacte etc.

b) Cu formulele din anexele 1,2,3 se calculează matricele de transfer al reacțiunilor, pentru fiecare poziție din cele n poziții alese.

c) Cu relațiile (2), (3) sau (6), se calculează reacțiunile pentru fiecare poziție aleasă.

d) Pentru fiecare element al mecanismului se face calculul de rezistență, luînd în considerare toate forțele și momentele care acționează asupra sa, inclusiv reacțiunile din cuple.

e) Se dimensionează legăturile dintre elemente și batiul aparatului.

N o t ă. Metoda de calcul de mai sus a fost astfel concepută, încît să se poată folosi ușor calculatoarele numerice ; organigrama și programarea efectivă în FORTRAN fac obiectul unei alte lucrări.

3. Exemplu de utilizare

În figura 4 se arată schema cinematică a mecanismului care transmite mișcarea de la un dispozitiv de acționare la contactul mobil ale unui întrerupător. Elementul conducător este ma-

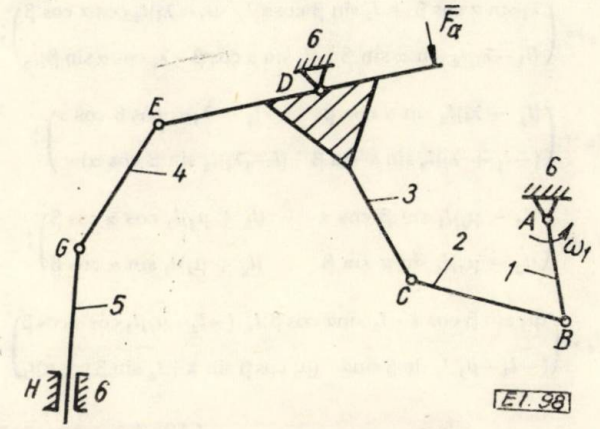


Fig. 4.

nivela AB, arborele A fiind arborele de ieșire al dispozitivului de acționare, iar elementul GH este contactul mobil al întrerupătorului de înaltă tensiune. Gradul de mobilitate a mecanismului este :

$$M = 3n - 2C_5 - C_4 = 3.5 - 2.7 = 1$$

Forța $\bar{F}_a$ este o forță de amortizare, care apare pe ultima parte a ciclului.

Se descompune mecanismul în grupe cinematice obținînd : elementul conducător (fig. 5 a), diada de aspectul 1 (fig. 5 b) și diada de aspectul 2 (fig. 5c).

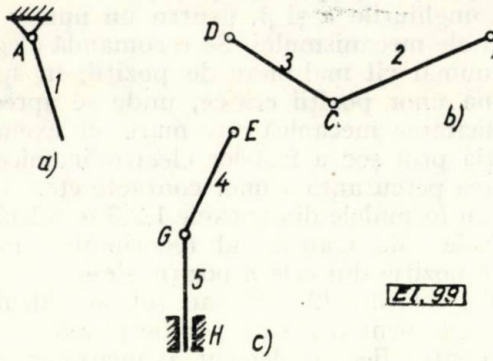


Fig. 5.

Pe baza metodelor arătate mai sus, se calculează reacțiunile din cuple, în următoarea ordine : diada EGH, diada DCB și manivela AB.

Se vor lua în considerație forțele exterioare (electrodinamice, motoare, de amortizare etc.) forțele de inerție și greutățile proprii.

La calcularea reacțiunilor din cuple la diada DCB, se va lua în considerație și reacțiunea din E, ca o forță exterioară.

ANEXA 1

$$(M_{1j}) = \left(\begin{array}{c|cc} U_1 & 0\ 0 \\ \hline 0\ 0 & 0\ 0 \\ 0\ 0 & \end{array}\right); \quad (M_{2j}) = \left(\begin{array}{c|cc} U_3 & 0\ 0 \\ \hline 0\ 0 & 0\ 0 \\ 0\ 0 & \end{array}\right)$$

$$U_1 = \begin{pmatrix} \lambda_i \sin\alpha\cos\beta + l_1 \sin\beta\cos\alpha)l_2 & (l_1-\lambda_i)l_2\cos\alpha\cos\beta \\ (l_1-\lambda_i)l_2\sin\alpha\sin\beta & (l_1\sin\alpha\cos\beta-\lambda_i\cos\alpha\sin\beta)l_2 \end{pmatrix};$$

$$U_2 = \begin{pmatrix} (l_1-\lambda_i)l_2\sin\alpha\cos\beta & (-l_1+\lambda_i)l_2\cos\beta\cos\alpha \\ (-l_1+\lambda_i)l_2\sin\alpha\sin\beta & (l-_1\lambda_i)l_2\sin\beta\cos\alpha) \end{pmatrix};$$

$$U_3 = \begin{pmatrix} (l_2-\mu_j)l_1\sin\beta\cos\alpha & (l_2+\mu_j)l_1\cos\alpha\cos\beta \\ (l_2-\mu_j)l_1\sin\alpha\sin\beta & (l_2+\mu_j)l_1\sin\alpha\cos\beta \end{pmatrix};$$

$$U_4 = \begin{pmatrix} (\mu_j\sin\beta\cos\alpha+l_2\sin\alpha\cos\beta)l_1 & (-l_2+\mu_j)l_1\cos\alpha\cos\beta \\ (-l_1+\mu_j)l_1\sin\beta\sin\alpha & (\mu_j\cos\beta\sin\alpha+l_2\sin\beta\cos\alpha)l_1 \end{pmatrix};$$

$$(\widetilde{M}_{1i}) = l_2\begin{pmatrix} \cos\beta \\ -\sin\beta \\ \cos\beta \\ \sin\beta \end{pmatrix}; \qquad (\widetilde{M}_{2j}) = \begin{pmatrix} \cos\alpha \\ \sin\alpha \\ \cos\alpha \\ \sin\alpha \end{pmatrix};$$

$$\delta = -\frac{1}{l_1 l_2 \sin(\alpha+\beta)}.$$

ANEXA 2

$$(P_{1i}) = \left(\begin{array}{c|cc} U_5 & 0\ 0 \\ \hline 0\ 0 & 0\ 0 \\ 0\ 0 & \end{array}\right); \qquad (P_{2j}) = \left(\begin{array}{c|cc} U_7 & 0\ 0 \\ \hline 0\ 0 & 0\ 0 \\ 0\ 0 & \end{array}\right).$$

$$U_5 = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ \left(-1+\dfrac{\lambda_i}{l_1}\right)\operatorname{tg}\alpha & -\dfrac{\lambda_i}{l_1} \end{pmatrix};$$

$$U_6 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \left(1-\dfrac{\lambda_i}{l_1}\right)\operatorname{tg}\alpha & -1+\dfrac{\lambda_i}{l_1} \end{pmatrix};$$

$$U_7 = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ -\operatorname{tg}\alpha & 0 \end{pmatrix}; \quad U_8 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \operatorname{tg}\alpha & -1 \end{pmatrix}.$$

$$(\widetilde{P}_{1i}) \begin{pmatrix} 0 \\ \dfrac{1}{l_1\cos\alpha} \\ 0 \\ -\dfrac{1}{l_1\cos u} \end{pmatrix}; \qquad (P_{2j}) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix};$$

ANEXA 3

$$(A_{1i}) = \left(\begin{array}{c|cc} U_9 & 0\ 0 \\ \hline 0\ 0 & 0\ 0 \\ 0\ 0 & \end{array}\right); \qquad (A_{2j}) = \left(\begin{array}{c|cc} U_{11} & 0\ 0 \\ \hline 0\ 0 & 0\ 0 \\ 0\ 0 & \end{array}\right).$$

$$U_9 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\dfrac{\lambda_i\sin\alpha}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} & \dfrac{(l_1-\lambda_i)\cos\alpha+l_2\cos\beta+a}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} \end{pmatrix};$$

$$U_{10} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \dfrac{\lambda_i\sin\alpha}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} & \dfrac{\lambda_i\cos\alpha-2(l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a)}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} \end{pmatrix};$$

$$U_{11} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\dfrac{\mu_j\sin\alpha}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} & \dfrac{\mu_j\cos\beta}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} \end{pmatrix};$$

$$U_{12} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \dfrac{\mu_j\sin\beta}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} & \dfrac{l_1\cos\alpha+(l_2-\mu_j)\cos\beta+a}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} \end{pmatrix};$$

$$(\widetilde{A}_{1i}) = \begin{pmatrix} 0 \\ \dfrac{1}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} \\ 0 \\ \dfrac{1}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} \end{pmatrix};$$

$$(\widetilde{A}_{2j}) = \begin{pmatrix} 0 \\ \dfrac{1}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} \\ 0 \\ -\dfrac{1}{l_1\cos\alpha+l_2\cos\beta+a} \end{pmatrix}.$$

Bibliografie

[1] *Blackketter, D. O.* și *Townes, W. H.* Notația vectorială și metode matriceale în predarea cinematicii mașinilor. În : Bulletin of Mechanical Engineering Education, Anglia, *10*, nr. 1, 1971, p. 33—46 (trad. IDT — în D.S. — Mecanica 2/1972).

[2] *Blackketter, D. O.* şi *Townes, W. H.* Notaţia vectorială şi metode matriceale în predarea dinamicii maşinilor. În: Bulletin of Mechanical Engineering Education, Anglia, vol. *10*, nr. 1, febr. 1971, p. 47—57 (trad. IDT — în D.S. — Mecanica 2/1972).

[3] *Buculei, M.* şi *Popescu, I.* Contribuţii la determinarea reacţiunilor din cuple prin metode matriceale. Comunicare la sesiunea Univ. Craiova, noiembrie 1971.

[4] *Hoffmann, E. R.* Analiza cinematică a unui mecanism. În: Bulletin of Mechanical Engineering, Education — Anglia, *10*, nr. 1, feb. 1971, p. 25—31 (trad. IDT — în D.S. — Mecanica 2/1972).

[5] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. Ed. did. ped., Bucureşti, 1967.

[6] *Lazaride, Gh., Stere, N.* şi *Niţă, C.* Mecanisme şi organe de maşini. Ed. did. ped., Bucureşti, 1970.

[7] *Maksymiuk, J.* Mecanismele aparatelor electrice de conectare (trad. din l. polonă), Ed. Tehnică, Bucureşti, 1970.

[8] * * * Manualul inginerului vol. I. Ed. Tehnică, Bucureşti, 1965.

[9] *Pelecudi, Chr.* Multipoli cinematici cu elemente rigide. În: Studii şi cercetări de mecanică aplicată, nr. 5/1968, p. 1061—1077.

[10] *Popescu, I., Buculei, M.* şi *Herşcovici, B.* Analiza regimului dinamic la conectarea mecanismului de acţionare a unor separatoare de putere de înaltă tensiune „Electroputere" — Craiova. Lucrare pentru Conferinţa III-a a „Electricienilor din R.S.R. din sept. 1972.

[11] *Popescu, I.* şi *Buculei, M.* Contribuţii la stabilirea unei metodologii de analiză a mecanismelor unor întrerupătoare. Comunicarea la sesiunea Univ. Craiova, noiembrie 1971.

Intrat în redacţie la 28.III.1972

Instalaţie de măsură rapidă a conductibilităţii electrice şi a forţei termoelectromotoare a materialelor semiconductoare

JENÖ JAKLOVSZKY, RADU IONESCU, NISTOR NISTOR* — Bucureşti

CZ 621.317.32/33:621.314.634

Măsurarea conductibilităţii electrice σ, a materialelor semiconductoare cu eficienţă termoelectrică ridicată, nu se recomandă a fi făcută în curent continuu deoarece apar erori substanţiale prin suprapunerea unei tensiuni de natură termoelectrică peste căderea de tensiune ohmică.

Pentru a înlătura acest neajuns trebuie folosită o metodă de măsură a conductibilităţii electrice în curent alternativ. Goldsmid [1] propune o metodă bazată pe principiul punţii Wheatstone, în care se determină rezistenţa electrică a unei porţiuni de probă. Burnett şi colaboratorii [2] au elaborat o variantă a acestei metode care se pretează mai bine unor măsurători de serie, variantă pe care am adoptat-o şi noi.

Schema de principiu a metodei este descrisă în figura 1.

Curentul I care trece prin proba P provoacă o cădere de tensiune între sondele F:

$$U_1 = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{S} \cdot I, \qquad (1)$$

unde σ este conductibilitatea electrică a materialului probei, l distanţa între sonde, iar S — secţiunea probei.

În secundarul transformatorului T_2 apare o tensiune, U_2, în antifază cu U_1, care se poate regla, ca mărime, prin divizare potenţiometrică pe rezistenţele R_2 şi R_3:

$$U_2 = \frac{R_1}{t} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_2} \cdot I, \qquad (2)$$

unde t este raportul de transformare al transformatorului T_2, iar R_1, R_2 şi R_3 sînt valorile rezistenţelor din montaj.

Se caută valoarea rezistenţei R_3 pentru care cele două tensiuni se egalizează şi prin galvanometrul G nu circulă curent. În aceste condiţii avem relaţia:

$$\sigma = \frac{R_3 + R_2}{R_3} \cdot \frac{t}{R_1} \cdot \frac{l}{S} \qquad (3)$$

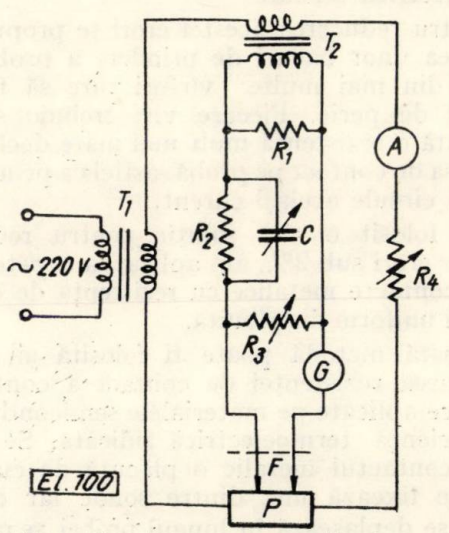


Fig. 1

* Ing. *J. Jaklovszky*, cercetător ştiinţific *R. Ionescu* şi fiz. *N. Nistor* lucrează la Institutul de fizică — Bucureşti.

și măsurarea conductibilității electrice se reduce la găsirea valorii rezistenței R_3 pentru care curentul prin galvanometru este nul.

Rezistența R_1 de valoare scăzută menține transformatorul T_2 în regim de scurtcircuit și asigură astfel opoziția de fază a tensiunilor U_1 și U_2. Eventualele decalaje de fază se pot corecta cu ajutorul condensatorului variabil C legat în paralel cu R_2.

Transformatorul T_1 coboară tensiunea rețelei la 6 V și izolează montajul de faza rețelei.

În calculul conductibilității electrice nu intră valoarea curentului I, iar ampermetrul A și reostatul R_4 nu fac decît să-l limiteze la o valoare la care proba să nu se încălzească.

În locul galvanometrului cu vibrație G se poate folosi un microvoltmetru de curent alternativ care să măsoare căderea de tensiune pe o rezistență înseriată în circuit.

Precizia determinării lui σ depinde de sensibilitatea instrumentului de nul folosit și de cunoașterea precisă a valorilor care intră în formula de calcul. Pentru a regla și a măsura precis rezistența R_3, se poate folosi o cutie de rezistențe în decade etalonată în curent alternativ. Deoarece nu se pot cunoaște, din construcție, cu suficientă exactitate, valorile R_1, R_2 și t, se recomandă determinarea lor experimentală prin măsurarea, în locul probei, a unor rezistențe etalon.

Pentru măsurarea corectă a conductibilității electrice trebuie ca densitatea de curent prin probă să fie cît mai uniformă. Metoda fiind de nul, nu se produce o deformare a liniilor de curent, prin aplicarea sondelor pe probă, dar contactele de curent imperfecte sau punctiforme, la capetele probei, produc o repartiție inegală a liniilor de curent. Acest fapt este mai accentuat la probele cu lungimea mică și cu secțiunea mare și poate conduce la erori ale lui σ pînă la 20%, mai ales la materialele cu conductibilitate electrică scăzută.

Pentru reducerea acestei erori se propune [2] folosirea unor bacuri de prindere a probei realizate din mai multe vîrfuri care să formeze un fel de perie. Fiecare vîrf trebuie să aibe înseriată o rezistență mult mai mare decît rezistența sa de contact pe probă, astfel ca prin fiecare vîrf să circule același curent.

Am folosit o altă soluție pentru reducerea acestor erori sub 2%, am aplicat la capetele probelor contacte metalice cu rezistența de contact mică și uniform distribuită.

Această metodă poate fi folosită și pentru măsurarea rezistenței de contact a contactelor metalice aplicate pe materialele semiconductoare cu eficiență termoelectrică ridicată. Se lipește peste contactul metalic o plăcuță de cupru pe care se fixează una dintre sonde iar cealaltă sondă se deplasează în lungul probei, se măsoară prin metoda descrisă anterior rezistența părții de probă R_x cuprinsă între cele două sonde. Dacă se reprezintă grafic R_x în funcție de x, (distanța dintre sonda mobilă și capătul probei), se obține o dreaptă dacă conductibilitatea electrică și secțiunea nu variază în lungul probei.

Din panta acestei drepte se determină conductibilitatea electrică a probei, iar valoarea R_0, adică valoarea lui R_x extrapolată pentru x egal cu zero, reprezintă rezistența de contact. Se consideră că rezistența lipiturii și a plăcuței de cupru sînt neglijabile.

Măsurarea coeficientului forței termoelectromotoare α necesită realizarea unei diferențe de temperatură între două puncte ale probei și măsurarea diferenței de potențial care apare între aceste puncte.

Prin definiție, coeficientul forței termoelectromotoare este :

$$\alpha = \lim_{\Delta T \to 0} \frac{\Delta V}{\Delta T}, \qquad (4)$$

unde ΔV este diferența de potențial între punctul cald și punctul rece al probei cînd diferența de temperatură dintre ele este ΔT. Din polaritatea tensiunii apărute se află și semnul coeficientului Seebeck, al materialului semiconductor măsurat.

Precizia metodei depinde de acuratețea măsurării diferenței de temperatură, considerînd că erorile de măsură ale diferenței de potențial sînt neglijabile.

Descrierea instalației.

Schema electrică a instalației de măsurare a conductibilității electrice și a forței termoelectromotoare construite de autori este prezentată în figura 2.

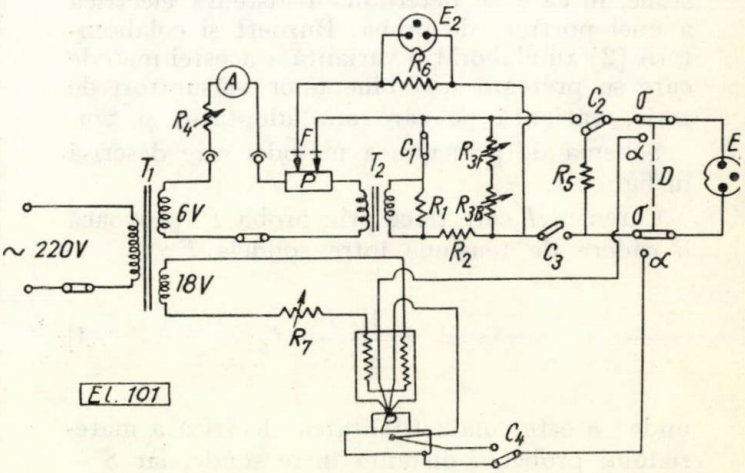


Fig. 2

Instalația se compune din două montaje independente, destinate măsurării celor doi parametri, reunite pe un șasiu comun.

Cînd comutatorul D se află pe poziția σ, la ieșirea E_1 a instalației se citește, cu ajutorul

unui ohmmetru digital, valoarea rezistenței totale R_3, iar cînd comutatorul se află pe poziția α, la ieșire se poate citi, cu ajutorul unui milivoltmetru digital, potențialul termoelectric dintre punctele cald și rece ale probei, respectiv semnalul termocuplului care măsoară diferența de temperatură între aceste puncte. Pentru a măsura valorile apărute la ieșirea E_1, folosim un multimetru digital Hewlett Packard care poate măsura, atît ohmi, cît și milivolți, în curent continuu.

Probele sînt presate din pulberi sub forma unor pastile paralelipipedice cu dimensiunile de $5 \times 5 \times 10$ mm sau $5 \times 9 \times 12$ mm.

Pentru a măsura, pe aceste probe, conductibilități electrice între 200 și 2 000 Ω^{-1} cm^{-1} la distanța între sonde de $\sim$ 4 mm, valorile optime sînt : $R_1 = 0{,}6$ Ω și $R_2 = 3\,000$ Ω. Rezistența R_3 se compune din două reostate bobinate : $R_{3B} = 0 \div 700$ Ω, pentru reglaj brut și $R_{3F} = 0 \div 30$ Ω, pentru reglaj fin. Raportul de transformare al transformatorului T_2 este $t = 10 : 1$, iar curentul prin probă se poate regla cu reostatul $R_4 \cong 20\,\Omega$ între 1 și 3 A.

În cazul măsurării conductibilității electrice, probele se așează pe un suport prevăzut cu un locaș, în care se realizează poziționarea și contactele de curent la capetele probei. Cele două sonde pentru culegerea căderii de tensiune pe probă sînt realizate sub forma unui cap interșanjabil, montat pe un braț mobil care se poate coborî pe probă. Acest cap de măsură constă din două sonde făcute din sîrmă de wolfram ascuțită electrolitic și montate izolat electric pe o plăcuță elastică din bronz fosforos cu grosimea de 0,4 mm (fig. 3).

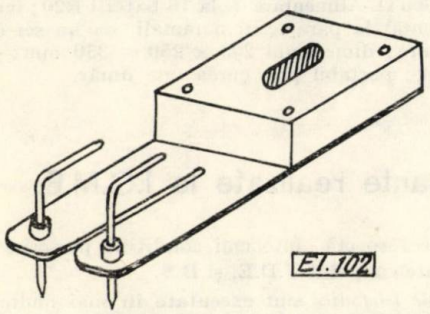


Fig. 3

Prin crestarea plăcuței elastice, între cele două sonde, se creează posibilitatea ca sondele să se poată arcui independent și să asigure un contact electric sigur chiar pe o suprafață rugoasă sau puțin denivelată, fără ca distanța între ele să se modifice. Distanța dintre sonde trebuie să fie cunoscută cît mai precis și măsurarea ei se face periodic cu ajutorul unui microscop comparator. Variația acestei distanțe nu a depășit 0,1%, după cîteva mii de măsurători.

Coborîrea brațului port—sonde se realizează cu un mecanism cu camă care acționează concomitent și un joc de 3 contacte. În figura 2 contactele sînt reprezentate în poziția corespunzătoare brațului coborît. În acest caz la ieșirea E_1, a aparatului, se măsoară valoarea rezistenței $R_5 = 230$ Ω, introdusă în montaj cu scopul de a nu lăsa deschis circuitul ohmmetrului digital. La ieșirea E_2, a aparatului, se măsoară cu ajutorul unui microvoltmetru de curent alternativ căderea de tensiune pe rezistența $R_6 = 1{,}5$ k Ω. Se reglează R_3 astfel încît curentul dat de necompensarea tensiunilor U_1 și U_2 să fie minim.

Prin ridicarea brațului port—sonde se obține pe ohmmetrul digital valoarea $R_3 = R_{3B} + R_{3F}$, necesară pentru calcularea conductibilității electrice a probei.

La probe cu conductibilitatea electrică neomogenă se recomandă medierea rezultatelor mai multor măsurători.

Pentru măsurarea coeficientului forței termoelectromotoare se așează proba pe un suport masiv din cupru și se coboară pe ea un vîrf de cupru încălzit cu 10 — 15°C peste temperatura ambiantă. Diferența de potențial apărută între vîrf și suport este proporțională cu diferența de temperatură dintre acestea și cu coeficientul Seebeck al probei.

Un termocuplu diferențial cupru-constantan are cele două suduri montate unul în vîrful de cupru și altul în suportul probei. Sudura caldă are și contact electric cu vîrful, în timp ce sudura rece nu are decît contact termic cu suportul.

Pentru a asigura o inerție termică mare vîrfului, acesta este încastrat într-un bloc de cupru masiv cu diametrul de 20 mm și înălțimea de 35 mm. În blocul de cupru sînt frezate, de o parte și de alta a axei centrale, două fante paralele în care se introduc rezistențele electrice de încălzire, bobinate pe mica. Alimentarea acestora se face de la o înfășurare secundară a transformatorului T_1 printr-o rezistență reglabilă $R_6 = 0 \div 100$ Ω. Termocuplul diferențial iese printr-o gaură centrală a blocului de cupru.

Ansamblul vîrfului încălzit este montat pe un braț rabatabil și se coboară pe probă cu ajutorul unei came care acționează și contactul C_4. În figura 2 se reprezintă montajul de măsurare a coeficientului forței termoelectromotoare avînd brațul coborît. În acest caz, la ieșirea E_1 a aparatului se măsoară cu un milivoltmetru digital diferența de potențial apărută între punctul cald și cel rece al probei. Cînd brațul se ridică contactul C_4 comută și, la ieșirea E_1, se poate citi semnalul, în milivolți, corespunzător diferenței de temperatură între sudura caldă și cea rece a termocuplului.

Pentru determinarea corectă a coeficientului forței termoelectromotoare a probei, este necesară cunoașterea temperaturii suportului deoarece diferența de temperatură indicată de termocuplul diferențial nu se poate calcula precis decît dacă se cunoaște una dintre temperaturi și panta termocuplului diferențial.

Din cauză că probele pot prezenta neomogenități locale ale lui α, care ating chiar 20%, se recomandă să se facă calculul forței termoelectromotoare ca o medie a mai multor determinări pe diferite fațete ale probei.

Sursele de erori în determinarea coeficientului forței termoelectromotoare sînt: neomogenitatea probei; imprecizia determinării temperaturilor și diferența de temperatură dintre probă și suport. O eroare în măsurarea diferenței de temperatură de 0,5°C duce la o eroare în determinarea lui α de 50%. Din această cauză, se recomandă ca diferențele de potențial să fie citite pe un milivoltmetru digital, pentru a reduce durata de contact vîrf-probă și a evita astfel încălzirea probei.

Mulțumim pe această cale tovarășilor Mihăilă Ovidiu și Zămîrcă Elena pentru ajutorul dat în realizarea practică a instalației.

Bibliografie

[1] Proc. Phys. Soc. 71, nr. 4, 1978, p. 633.
[2] Brit. J. Appl. Phys. 12, 1961, p. 595.

Intrat în redacție la 1. VI.1973

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

Aparat pentru măsurarea descărcărilor parțiale DPR—5.2

Conceput de specialiștii Institutului de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică — ICPE — aparatul pentru măsurarea descărcărilor parțiale tip DPR—5.2 poate fi folosit în stațiile de conectare sau în oricare alte domenii similare, în special la efectuarea măsurătorilor în teren și măsurătorilor perturbațiilor radio, produse de descărcările parțiale pe liniile de înaltă tensiune. El poate fi utilizat însă și în condiții de laborator pentru măsurarea perturbațiilor radio produse de descărcările parțiale, fiind deosebit de util, în acest fel, la montajele în care este necesar ca măsurătorul să fie separat de rețea.

Deși în ceea ce privește principiul de funcționare acest aparat corespunde întru totul unui aparat clasic. Noua realizare a specialiștilor din ICPE — brevetată, de altfel, ca invenție — prezintă o serie de îmbunătățiri calitative. Astfel, faptul că este în întregime tranzistorizat și poate fi ușor alimentat de la baterii oferă posibilitatea utilizării lui și ca aparat portabil în condiții de teren. În partea de detecție aparatul pentru măsurarea descărcărilor parțiale DPR—5.2 dispune de două voltmetre; voltmetrul electronic, care permite măsurarea valorilor de vîrf și medii cu constantele de timp respective și voltmetrul de tip automat, care măsoară valorile de vîrf, înlocuind clasicul voltmetru cu retragere aflat în compunerea unor tipuri de aparate de măsurat. Aparatul DPR—5.2 permite citirea directă și riguros exactă fără solicitarea vreunor manevre suplimentare. Generatorul propriu de etalonare dă impulsuri de formă și amplitudine constantă cu spectru uniform în domeniul de lucru al măsurătorului, permițînd astfel verificarea și menținerea permanentă a unei precizii ridicate a aparatului. La aparatul DPR — 5.2 partea de osciloscop este înlăturată în întregime nefiind nici necesară și nici indicată.

Pentru extinderea posibilităților lui de utilizare specialiștii de la ICPE au completat acest aparat cu un sistem de control în difuzor și cu o ieșire pentru înregistrator.

Caracteristici tehnice: impedanța de intrare 75 Ω; sensibilitatea maximă 1 V; nivel maxim de intrare 1 V; bandă de trecere la 6 dB 9 kHz; atenuări la ± 9 Khz ⩾ dB; frecvența de lucru 1 MHz ± 30 dB; circuite de detecție; valoare medie $\tau_{inc} = 22{,}5$ μs; $\tau_{desc} = 22{,}5$ μs; valoare de cuasivîrf $\tau_{inc} = 1$ ms; $\tau_{desc} = 160$ ms; valoare de vîrf; control în difuzor cu posibilitatea reglării nivelului sau deconectării; ieșire pentru înregistrator: nivel de ieșire 1 V; impedanța de ieșire 600 Ω. Alimentare de la 16 baterii R20; funcționarea (intermitentă) la parametrii nominali, cu un set de baterii, circa 24 ore; dimensiuni 200 × 250 × 350 mm; greutatea, circa 4 kg; portabil prin curea pe umăr.

E.K.

Sortiment variat de cabluri și materiale electroizolante realizate la I.C.M.E.

În ultimii ani, Întreprinderea de cabluri și materiale electroizolante din București a reușit să devină, datorită calității și diversității produselor pe care le execută în concepție proprie sau după licențe achiziționate de la firme străine de prestigiu, un furnizor bine apreciat atît pe piața internă, cît și pe cea externă, în rîndurile beneficiarilor străini numărîndu-se firme din Republica Federală Germania, Elveția, Italia, Uniunea Sovietică, Cehoslovacia, Republica Arabă Egipt, Pakistan, Iran etc. Din bogatul program de fabricație al acestei cunoscute întreprinderi bucureștene ne propunem să prezentăm, în acest număr, succint, numai gama cablurilor și a materialelor electroizolante. Astfel, se pot prezenta următoarele grupe de produse.

Cablurile de energie sînt fabricate din cupru sau din aluminiu, pentru tensiuni de 1 kV, 6 kV și 10 kV, fie cu izolație și manta realizate din PVC, armate sau nearmate, fie cu izolație din hîrtie impregnată, cu manta de plumb și protecție exterioară de iută. Tehnologia modernă de fabricație utilizată în cazul acestor cabluri, realizate într-o variată gamă de secțiuni, le conferă o diversă funcționalitate și un înalt nivel calitativ. Fiind executate pe utilaje de înaltă tehnicitate și din materiale de înaltă puritate, aceste cabluri de energie respectă întocmai condițiile prescrise de norme recunoscute cum sînt V.D.E. și B.S.

Cablurile telefonice sînt executate în mai multe game de tipuri și dimensiuni. Astfel, cablurile telefonice de tip urban sînt confecționate în două feluri cu izolație de hîrtie, cu manta de plumb, armate sau nearmate, cu protecție exterioară din PVC sau cu iută, răsucirea elementelor fiind în quartă sau perechi, și cu izolație de polietilenă și manta de PVC. La rîndul lor cablurile telefonice de tip interurban au izolația de hîrtie și mantaua de plumb, fie armate, fie nearmate, dar cu protecție exterioară de iută. Cablurile telefonice tip „de centrală" sînt prevăzute cu izolație din PVC și cu manta exterioară realizate în funcție de cerințe, din PVC, sau din iută. În vederea obținerii unor produse de performanță, la nivelul celor mai exigente cerințe, Fabrica de Cabluri și Materiale Electroizolante este dotată cu utilaje furnizate de firme franceze, materialele folosite fiind și ele de calitate superioară, contribuind în acest fel la obținerea unor produse finite de calitate excepțională.

Conductorii electrici, din cupru cu izolație și manta de cauciuc, sînt livrați de I.C.M.E. în funcție de destinația care li

se dă, în construcție ușoară, medie și grea. Tehnologia aplicată și în cazul acestor produse, rețetele utilizate de fabricant, materia primă de pură calitate și atent selecționată, contribuie la realizarea unor conductori electrici cu parametri tehnico-funcționali superiori. Se realizează în acest fel o gamă de tipodimensiuni satisfăcînd cerințele oricărui consumator din producția de aparatură electrică și de uz casnic.

Conductorii electrici emailați sînt executați din cupru, în clasele de izolație A, B, C, E și F, conform clasificării C E I, într-o diversificată gamă de secțiuni. Structura lor dimensională, ca și performanțele atinse se încadrează perfect în prescripțiile impuse de CEI și DIN.

Materialele electroizolante produse de Întreprinderea de Cabluri și Materiale Electroizolante din București în baza unor licențe preluate de la firme de renume din Republica Federală Germania, Belgia, Elveția, sînt caracterizate de performanțe de vîrf care satisfac cele mai exigente cerințe ale consumatorilor din sectorul electrotehnic. Sortimentele în care sînt realizate aceste materiale sînt : presate pe bază de hîrtie ; țesături de sticlă ; mică foiță și hîrtie de mică ; lacuri electroizolante pentru emailarea conductorilor, impregnarea bobinajelor mașinilor electrice, precum și pentru realizarea de materiale electroizolante obținute prin presarea diverselor materiale impregnate. *E. K.*

Tehnologie pentru producerea pieselor ceramice de înaltă frecvență

Pentru satisfacerea necesarului de piese ceramice de înaltă frecvență de 1 . . .3 MHz, destinate aparatelor și subansamblelor, au fost efectuate studii și cercetări în vederea elaborării unei noi tehnologii de fabricație a acestor piese.

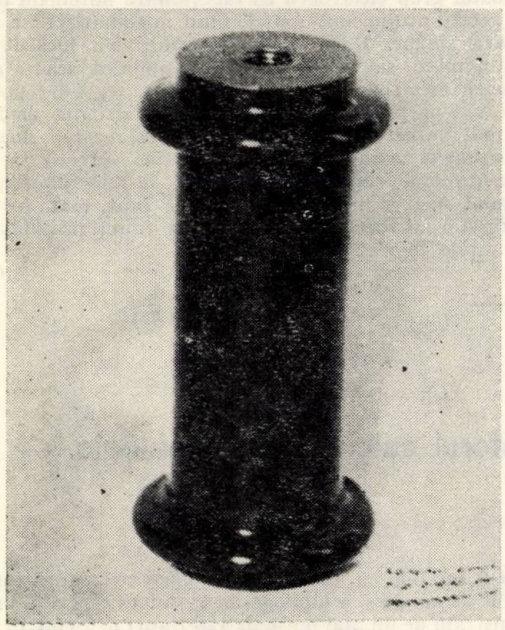


Fig. 1

Noua tehnologie de fabricație stabilită în urma cercetărilor efectuate la I.C.P.E., de Secția de cercetări materiale anorganice, constă în aceea că piesele ceramice se execută din steatită emulsionată și turnată la cald, sub presiune, la temperatura de 60° . . . 70°. După elaborarea și turnarea emulsiei de steatită, operații tehnologice care se efectuează în flux continuu în forme de turnare corespunzătoare tipului pieselor ceramice respective, urmează operația de uscare a pieselor la temperatura de 1250 . . . 1300°C ; durata uscării este de circa 4 . . .6 ore în funcție de tipodimensiunile pieselor și se face în cuptoare electrice cu rezistență. Pentru ca procesul tehnologic să fie cît mai eficient, în vederea eliminării adaosurilor de turnare și a pierderilor tehnologice, steatita emulsionată din care se execută piesele de ceramică electronică se selecționează la o anumită granulație de circa 1 . . . 2 μm, ceea ce permite înglobarea ei în condiții optime în masa de turnare. Are loc, în acest fel, un amestec intim al acesteia, umplerea completă a formelor de turnare și obținerea unei productivități sporite de 2—3 ori în comparație cu vechiul procedeu tehnologic.

Se mai menționează că un avantaj al noului procedeu tehnologic de realizare a pieselor ceramice de înaltă frecvență este și acela că permite eliminarea unor încrucișări și rebrusmente caracteristice vechiului procedeu tehnologic, ceea ce conduce la o economie de manoperă de circa 10% față de vechiul procedeu.

Încercate la frecvențele înalte pentru care au fost proiectate piesele ceramice executate conform noii tehnologii au dat rezultate bune, ceea ce a permis îmbunătățirea parametrilor calitativi ai acestora. Fotografia alăturată reprezintă o piesă ceramică de înaltă frecvență obținută prin metoda descrisă. *C. C.*

Convertizorul tip CSC 315 pentru sudare cu arc electric în curent continuu

Acest produs executat de Întreprindrea de mașini electrice-București a fost prezentat pentru prima dată la expoziția orgnizată, în vara anului 1973, cu prilejul „Zilei constructorilor de mașini".

Convertizorul monobloc este format dintr-un generator de curent continuu cu un singur post de lucru cu caracteristica externă coborîtoare, un motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit pentru antrenare și un tablou așezat la partea superioară pentru comanda reglajului, protecția și alimentarea convertizorului. Convertizorul este montat pe 4 roți cauciucate care permit deplasarea sa ușoară și fără șocuri. Este proiectat în întregime în cadrul IMEB (fig. 1). Soluțiile constructive alese permit adoptarea unor tehnologii moderne și un consum redus de materiale.

Performanțele tehnice și calitatea superioară a produsului permit sudarea într-un domeniu larg al curenților și, implicit, folosirea unui sortiment variat de electrozi, cu diametre cuprinse între 2—6 mm. Este foarte important faptul că se poate suda și cu electrozi bazici, care sînt cei mai indicați atunci cînd se efectuează lucrări de o importanță deosebită (spre exemplu poduri, cazane, etc.).

Comparativ cu produsele similare realizate de întreprinderi renumite din străinătate, convertizorul CSC 315 realizează performanţe mai bune.

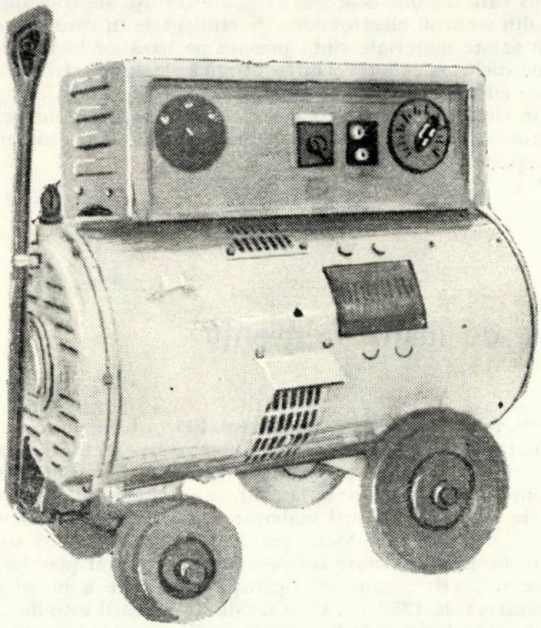


Fig. 1

Menţionăm că gradul de integrare a materialelor din ţară la realizarea acestui produs este de 98,9%.

I.F.

Microcentrală electrică cu funcţii automate

Acţiunea de înlocuire, cu produse fabricate în ţară, a maşinilor şi instalaţiilor importante, care conduce la evidente economii băneşti, se desfăşoară intens şi la Întreprinderea de maşini electrice Bucureşti. În acest context se înscrie şi fabricarea grupurilor electrogene de 80 kVA, cu funcţionare automată.

Funcţionarea automată a acesor grupuri electrogene reprezintă o noutate în realizările întreprinderii de maşini electrice. De menţionat este faptul că în momentul în care valoarea nominală a tensiunii din reţea scade sub 80 la sută, aparatele de automatizare, cu care sînt echipate grupurile electrogene de 80 KVA, înregistrează instantaneu defecţiunea şi consumatorul este preluat, în maximum 6 secunde, de grupul electrogen respectiv. Realizarea este de mare însemnătate pentru sălile de operaţii. De fapt, asemenea aparate şi sînt destinate locurilor unde nu se admit întreruperi de energie mai mari de cîteva secunde, cum ar fi sălile de operaţii, staţiile electrodinamice de C.F.R., procesele de producţie cu flux continuu, laboratoarele etc. În aceste unităţi s-a lucrat, pînă la fabricarea în ţară a acestor automate, fie cu grupuri electrogene cumpărate din import, fie cu alte instalaţii, mult mai costisitoare, mai greu de întreţinut şi supravegheat.

Actualul grup electrogen cu funcţionare automată rezolvă toate aceste neajunsuri. Astfel, fiind automatizat, se supraveghează singur. Dacă motorul termic s-a încălzit peste limita admisă, sau dacă presiunea uleiului scade, grupul electrogen este scos automat din funcţiune, fiind prevăzut cu un sistem propriu de protecţie. În situaţia cînd apar defecţiuni pe care aparatul nu le poate rezolva singur, se emit automat semnale optice şi acustice. Practic, aparatul nu are nevoie de supraveghere, taboul de semnalizări putînd fi instalat chiar şi în altă încăpere. De fapt, toată instalaţia reprezintă o microcentrală electrică cu funcţiuni automate şi cu avantaje tehnice şi economice.

A.C.

TEZE DE DOCTORAT

MIMI SASU:

Modelarea arcului electric de întrerupere cu ajutorul calculatorului analogic.

Conducător ştiinţific — Acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU

(Teza de doctorat a fost susţinută pe data de 8.II.1974, la Institutul Politehnic Bucureşti)

Proiectarea şi îmbunătăţirea construcţiilor întreruptoarelor se face chiar în fabrici prin experimentări concrete la scara 1 :1 şi încercări în reţea. Pentru a reduce cheltuielile mari legate de căutări empirice, o bună teorie ar aduce mari servicii. Din păcate pînă în prezent cele opt-nouă ecuaţii propuse pentru descrierea comportării arcului electric nu satisfac cerinţele, ele fiind potrivite numai pentru anumite tipuri de întreruptoare, în general neincluzînd reacţia reţelei asupra arcului.

În această situaţie, o cercetare privind aptitudinea ecuaţiilor de a acoperi anumite domenii şi a reda fenomenele reale conform cu oscilogramele înregistrate pe viu, se poate considera binevenită. Utilizarea calculatorului analogic este indicată deoarece permite varierea parametrilor şi evidenţierea relaţiilor naturale. Unde exactitatea necesară nu se poate atinge, se poate recurge la calculatorul numeric. Investigaţia oferă ocazii avantajoase de a descoperi noi metode de modelare şi programare, dar în acelaşi timp ea poate evidenţia faze tranzitorii încă neînregistrate practic, ca de exemplu limita dintre reaprinderea şi stingerea arcului de întrerupere alternativ.

Astfel, din cercetare se pot trage concluzii aplicabile în proiectarea şi construcţia întreruptoarelor, ceea ce, prin importanţa acestor aparate, are efecte favorabile.

Teza se distinge printr-o structură fermă şi adecvată particularităţilor cercetării. Precedată de o introducere şi împărţită în 9 capitole cu 42 articole, la care se adaugă concluzii deosebit de ample şi o bibliografie avînd 142 poziţii, lucrarea este ilustrată de nu mai puţin de 128 figuri deosebit de sugestive şi cîteva tabele. Astfel conţinutul se desfăşoară echilibrat şi bine împărţit.

În primele două capitole, referitoare la proprietăţile arcului electric în general şi ale arcului de întrerupere în particular, se discută fenomenele fizice fundamentale din plasmă incluzînd legităţile cedării căldurii din arc.

Adunînd şi interpretînd un material documentar impresionant referitor la modelele dinamice ale arcului de întrerupere (cap. 3), autorul a ales judicios patru modele pentru studii amănunţite pe calculator analogic, prezentate în capitolele 4—7

Calculatorul analogic a fost instruit de autor să înregistreze curbele parametrilor care apar şi în oscilogramele ce se obţin la încercări pe viu ale întreruptoarelor.

Modelarea a reuşit să redea atît faza imediat premergătoare trecerii prin zero a curentului cît şi cea de post-arc, inclusiv reaprinderea sau stingerea definitivă. Faptul că s-a înregistrat un număr foarte mare de cazuri discrete avînd parametri diferiţi a uşurat stabilirea clară a interdependenţelor dintre diferiţi parametri.

În capitolul al 6-lea autorul dezvoltă şi utilizează o metodă optimizată de modelare printr-un artificiu (introducerea conductanţei în loc de rezistenţa arcului), ceea ce a permis

un studiu detaliat al fazei de reaprindere sau stingere a arcului descris de ecuaţia lui Mayr, cu păstrarea criteriilor stabilite în capitolul 5.

După ce în capitolul al 7-lea tratează în mod similar ecuaţia Cassie-Mason, autorul consacră o atenţie deosebită studiului ecuaţiei Rieder-Urbanek în capitolele 8 şi 9, în care luarea în considerare a fenomenelor din plasmă la nivelul electronic aduce elemente suplimentare utile pentru ca soluţiile ecuaţiei să corespundă mai bine cu rezultatele experimentale. În capitolul al 9-lea autorul recurge la calculatorul numeric, propunînd o metodă originală de calcul; rezultatele obţinute sînt concordante.

Formularea parametrilor criteriali în scheme fără şi cu reţea conectată dau posibilitatea unor comparaţii obiective privind reacţia reţelei asupra arcului. Mărimile care intervin în criteriile deduse sînt macroscopice şi accesibile inginerului: tensiunea de vîrf a sursei, capacitatea şi inductanţa reţelei. Se mai adaugă puterea disipată în arc prin conducţie şi/sau convecţie, precum şi constanta de timp termică a arcului electric. Cu toate că expresiile criteriilor deduse diferă uşor de la un model la altul al arcului, există posibilitatea obţinerii unor relaţii generale atît de utile inginerului în rezolvarea problemelor practice.

Autorul a ştiut să obţină formulări şi metode de rezolvare noi, care uşurează calculul fără a impieta asupra interpretării soluţiilor, ca în cazul scrierii şi rezolvării ecuaţiilor de arc a lui Rieder şi Urbanek în capitolele 8 şi 9. În toate variantele studiate, introducerea în ecuaţii a conductanţei a reuşit să simplifice modelarea şi tratarea pe calculator.

Autorul a restructurat ecuaţia neliniară a lui Rieder şi Urbanek, cea mai reprezentativă şi mai generală în redarea fenomenelor complexe de stingere şi reaprindere a arcului de întrerupere şi a obţinut rezultate remarcabile în cunoaşterea fazei de reaprindere, între altele că ecuaţia ar putea să reprezinte nu numai reaprinderi termice, datorate enrgiei reziduale în spaţiul coloanei de arc, ci şi cele dielectrice datorate în principal cîmpului electric.

O contribuţie de seamă rămîne însăşi voluminosul material înregistrat la calculator în ipoteze variate de lucru care permite încă multe interpretări şi concluzii similare ce ar fi depăşit cărul unei teze de doctirat.

Cu o tenacitate uimitoare şi printr-o muncă asiduă autorul şi-a însuşit toate cunoştinţele disponibile asupra domeniului mult discutat al comportării arcului electric, ca element principal al întreprinderii unui scurt-circuit reţele de înaltă tensiune. Recurgerea la calculator a permis autorul8ui să elaboreze metode moi de adaptare a ecuaţiilor şi prin admensionarea lor să deducă invariaţi critoriali pentru caracterizarea procesului de stingere şi reaprindere a arcului electric.

Din cele aproximativ 600 variante de calcul rulate pe calculator şi din relaţiile criteriale rezultă indicaţii utile pentru inginerii proiectnţi, constructori şi reţelişti. Îmbunătăţirea întrerupătoarelor comportă însă mari economii în fabrici, staţii şi reţele. De aceea prezenta lucrare are adînci repercursiuni în lanţul de informaţii care duc de la cercetarea fundamentală spre activitatea inginerească în domeniul important al întreruptoarelor de înaltă tensiune.

Acad. dr. doc. st. tehn. *A. Avramescu*

RECENZII

C.Z. 669.004.1:621.3

F. Aldea, S. Cănescu. **Bimetalul şi aplicaţiile lui în electrotehnică.** Bucureşti. Editura tehnică, 1973, 175 p.

Datorită utilizării tot mai frecvente a termobimetalului (bimetalului) în construcţia aparatelor electrice, precum şi a preţului de cost redus pentru fabricaţia acestuia, literatura tehnică de specialitate i-a acordat un loc în tematica publicitară a anului 1973. Astfel, cei doi autori, menţionaţi mai sus, au întocmit o lucrare pe această temă, prezentînd aspectele teoretice des întîlnite în practică, noţiunile fundamentale privind proprietăţile şi utilizarea elementelor termobimetalice, cele mai rapide şi mai simple metode de calcul, precum şi cele mai frecvente aplicaţii ale bimetalelor în industria electrotehnică şi cea a automatizării.

Adresîndu-se unui cerc larg de muncitori şi tehnicieni din întreprinderile industriei electrotehnice, precum şi montorilor şi celor ce exploatează instalaţiile de măsurare, telecomandă şi automatizări, cartea cuprinde o introducere, şapte capitole şi bibliografia ajutătoare pentru ca lucrarea să fie cît mai completă.

În introducere se face o precizare a noţiunii de termobimetal, ca material folosit curent în construcţia aparatelor electrice de diverse tipuri, se trec în revistă unele date în legătură cu descoperirea şi cu primele aplicaţii ale lui şi, de asemenea, se expun unele elemente pe care se bazează utilizarea practică a bimetalului.

Capitolul 1 „Noţiuni fundamentale privind proprietăţile şi utilizările elementelor termobimetalice" se ocupă de studiul dilatării corpurilor solide, în funcţie de diversele aplicaţii ale lor. Într-un tabel sînt daţi coeficienţii de dilatare liniară pentru cîteva metale, în domeniul temperaturilor normale. Apoi autorii tratează despre construcţia termobimetalului, despre forţa ce se naşte prin încălzirea unei benzi termobimetalice, folosirea termobimetalelor în tehnică, tipuri constructive de termobimetale. Problema încălzirii termobimetalelor este soluţionată într-un subcapitol special, abordîndu-se cele trei metode de deformare termică şi elastică a unei lamele bimetalice.

În capitolul 2 — „Executarea elementelor termobimetalice" — sînt expuse pe larg condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească materialele pentru componentele termobimetalului, proprietăţile aliajelor fier-nichel, materialele folosite pentru elementele termobimetalice, fabricarea acestora etc. Pentru înlăturarea pericolului de corodare a elementelor termobimetalice autorii relevă metode de acoperiri de protecţie, atît în domeniul temperaturilor scăzute, cît şi în cel al temperaturilor ridicate.

Partea a 3-a a lucrării — „Calculul deformării elementelor de termobimetal" — se referă la calculul încovoierii unui element termobimetalic, solicitările care apar în secţiunea transversală a unei benzi în urma încălzirii, precum şi la studiul făcut asupra unei lamele plane în diferite situaţii. Într-un tabel detaliat sînt date formulele pentru calculul deformării şi al forţelor interne pentru formele de lamelei termobimetalice mai des folosite.

Capitolul 4 — „Încălzirea elementelor termobimetalice" prezintă legea de variaţie în timp a încălzirii directe a elementului termobimetalic şi relaţiile de calcul aferente. Sînt prezentate, de asemenea, şi alte legi referitoare la încălzirea acestora, precum şi regimurile termice ale unui element termobimetalic.

În capitolul 5 — „Utilizarea termobimetalelor" — sînt tratate probleme cu referire la folosirea termobimetalelor: la protecţia maşinilor şi instalaţiilor electrice; pentru controlul şi reglajul temperaturii şi instalaţiilor electrice; pentru controlul şi reglajul temperaturii; la măsurarea mărimilor electrice sau neelectrice; în telefonie şi la ştarterele lămpilor luminiscente.

În capitolul 6 — „Materiale termobimetalice folosite în România" — sînt date, în cîteva tabele, indicaţii asupra proprietăţilor materialelor termobimetalice şi pentru spirale rezistive, utilizate la noi în ţară, menţionîndu-se care tipuri sînt apte pentru diferitele tipuri de aparate.

Capitolul 7 expune „Exemple de calcul al elementelor termobimetalice cu diverse utilizări".

Prin caracterul ei practic aplicativ şi prin importanţa, mai ales calitativă, a relaţiilor menţionate în lucrare, cartea poate fi de un real folos nu numai tehnicienilor din exploatare, ci şi tuturor celor ce vor să calculeze şi să proiecteze aparate bazate pe principiile termobimetalelor.

ing. *Constantin Andrei*

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

Lucrările Comisiei Electrotehnice Internaţionale de la Varşovia privind cablurile de energie de joasă, medie şi înaltă tensiune şi unele cabluri de telecomunicaţii

În intervalul 19.11.1973—26.11.1973, au avut loc, la Varșovia, lucrările comitetelor și subcomitetelor de studii 20, 20 A (cabluri de energie de înaltă tensiune), 20 B (cabluri de energie de joasă tensiune) și 18 A (cabluri și instalații de cabluri), la care au participat specialiști din : Polonia, Cehoslovacia, România, S.U.A., Canada, Suedia, Norvegia, Danemarca, Franța Japonia, Australia, Anglia, Spania, Portugalia, Austria, Olanda, Belgia, Italia, Ungaria.

În cadrul subcomitetelor și comitetelor CEI menționate au fost discutate probleme privind normalizarea unor noi tipuri de cabluri de energie, telecomunicații și accesorii precum și metode de încercare a acestora.

1. Subcomitetul de studii 18 A (Cabluri și instalații de cabluri) a analizat următoarele probleme:

1.1. Normalizarea construcției cablurilor de telecomunicații și radiofrecvență pentru instalațiile electrice și de telefonie de la bordul navelor fluviale, maritime și oceanice, adaptarea unor noi caracteristici constructive și fizico-electrice a acestor cabluri în acord cu noile cerințe pe plan mondial.

1.2. Precizarea încărcărilor maxime admisibile, în regim permanent ale cablurilor de energie și accesoriilor acestora care funcționează la tensiunea nominală de 1—20 kV ; s-a stabilit cu această ocazie nivelul maxim al curenților care pot fi injectați în cabluri, în funcție de condițiile lor de utilizare.

1.3. Propuneri cu privire la încercările cablurilor de energie care funcționează în condiții termice deosebite, în vederea stabilirii nivelului maxim al curenților admisibili, în cabluri de energie și accesoriile acestora, pentru tensiuni nominale de cel mult 1 000 V.

1.4. Precizarea caracteristicilor constructive, fizico-mecanice și electrice ale cablurilor de telecomunicații navale punîndu-se accentul pe cablurile de măsură, control și semnalizare, care au o pondere importantă în instalațiile electrice de la bordul navelor.

1.5. Revizuirea publicației CEI 92—5—1965 privind condițiile de instalare a cablurilor și stabilirea numărului fazelor active pe care trebuie să le posede cablurile navale.

1.6. Stabilirea încărcărilor admisibile pentru cabluri navale de energie care funcționează la tensiunea nominală de 6—10 kV și sînt izolate cu etilen-propilenă și precizarea condițiilor de utilizare a acestora.

În cadrul subcomitetului 18 A, partea română a propus și s-au adoptat curenții maximi admisibili de încărcarea cablurilor navale de energie care funcționează la tensiunea de 6—10 kV.

În urma discuțiilor au fost elaborate normativele menționate la punctele 1.1 — 1.6 și s-a aprobat publicația CEI—92—1965 revizuită care va fi supusă aprobării membrilor CEI, pe baza regulii celor 6 luni.

2. Subcomitetul de studii 20 A (cabluri de energie de medie, înaltă și foarte înaltă tensiune) a analizat următoarele probleme :

2.1. Confirmarea hotărîrilor luate la ședința de lucru TEI a subcomitetului 20 A care a avut loc la Paris în intervalul 15.11—17.11.1971, privind normalizarea cablurilor de energie izolate cu materiale plastice de 1—30 kV.

2.2. Revizuirea publicației CEI 55 (partea I și partea 2) privind construcția și condițiile tehnice pentru cabluri de energie cu izolație de hîrtie de 0,6/1 kV ...36/60 kV.

2.3. Revizuirea publicației CEI 141—1—1963 privind construcția și utilizarea cablurilor de energie de 400 kV, cu izolație de hîrtie și circulație de ulei sub presiune.

2.4. Completarea publicației CEI 287, privind metodele de calcul al curenților admisibili, în cablurile de energie care funcționează în regim permanent (cu factor de încărcare 100%).

2.5. Discutarea și adoptarea unor propuneri de modificări dimensionale ale cablurilor de energie cu izolație din mase plastice destinate a funcționa la tensiunea de 1—30 kV.

În urma discuțiilor au fost adoptate elementele dimensionale ale cablurilor de energie de 400 kV, cu circulație de ulei sub presiune, protejate în manta de plumb, în vederea utilizării lor în condiții de suprasarcină. S-au definitivat, de asemenea, metodele de încercare ale acestor cabluri la impuls și la descărcări parțiale.

3. Subcomitetul de studii 20 B (cabluri de energie de joasă tensiune) a analizat următoarele probleme :

3.1. Completarea publicației TEI 245, privind învelișurile izolante și de protecție ale cablurilor de joasă tensiune care funcționează la tensiunea de 750 V.

3.2. Completarea publicației CEI 227 cu unele date constructive și dimensionale ale cablurilor de iluminat flexibile de 750 V.

3.3. Precizarea mărimii rezistenței de izolație a conductorilor electrici pentru tensiuni maxime de 1 000 V și stabilirea metodei de măsurare a acesteia.

3.4. Discutarea și aprobarea mărimilor standard ale rezistenței de tracțiune, aferente izolațiilor din PVC ale cablurilor de energie care funcționează la tensiunea nominală de cel mult 750 V.

3.5. Stabilirea grosimilor radiale ale învelișurilor protectoare ale cablurilor de joasă tensiune, îmbunătățindu-se în acest sens publicația CEI 245—1966.

Discutarea problemelor menționate a condus la hotărîrea supunerii aprobării comitetelor naționale a publicațiilor CEI 245 și 227 pe baza regulii celor 6 luni.

4. Comitetul de studii 20 care coordonează cele două subcomitete 20 A și 20 B a aprobat lucrările celor două subcomitete și a hotărît de asemenea :

4.1. Definitivarea metodelor de încercare a cablurilor de energie, izolate cu PVC care fac obiectul publicației CEI 330.

4.2. Precizarea curenților de scurtcircuit care apar în cabluri de energie în cazul funcționării lor în regim tranzitoriu.

În concluzie se poate considera că lucrările Comisiei Electrotehnice Internaționale de la Varșovia, privind cablurile pe energie de joasă, medie și înaltă tensiune și unele cabluri de telecomunicații, au avut un rol important în orientarea unor noi preocupări pe linia aplicării în țările membre CEI, a tendințelor actuale în construcția și utilizarea cablurilor de energie și de telecomunicații.

Dr. ing. *C. Cruceru*

CONTENTS

DC: 621.313.224 — 588.013.32.004.25
Nicolescu, E.: **Calculation of flux and opposing electromotive voltage Guy-type generators under empty running conditions.**
Electrotehnica **22**, No 3, March 1974, p. 77—81
The paper studies the empty running conditions in Guy-type generators, starting from general relations and determining analitically the connections tfat should exist between their different components in arder to secure correct running conditions.

DC: 621.313.1.017.7.001.25
Ivan, C.: **Study of temperature of different components of electric machines and of heat transmission between them.**
Electrotehnica **22**, No 3, March 1974, p. 81—89
The author presents diffetent aspects of the thermal study of electric machines. He studies the electric machine from the thermal point of view, considering it as being composed of thermal elements and describing the active parts (sources of heat) and the passive ones. Using heat transmission equations, the author determines the average temperature of the simple thermoelement.
Based on experimental studies he determines the temperatures of the different thermoelements and heat transmission in externally ventilated, sealed asynchronous machines.

DC: 621.313.333.2.042.12
Boldea, I.: **Study of the transverse and backward effects in bi-lateral reciprocating movement motors with asymmetrically side-located plate armature.**
Electrotehnica **22**, No.3, March 1973, p. 89—93
The author presents a new method of calculating the electromagnetic field distribution in reciprocating motors with asymmetrically sidelocated plate armature, taking account of the transverse and backward effects and of the entrefer leakage. The calculus expressions of the equivalent parameters of the armature and developed forces—experimentally checked is short circuit running — offer a thorougher way of studying the performances of reciprocating motors.

DC: 621.314.224.045.1.002
Pesici, M.: **Heat stress and lifetime of shorteircuit transformer windings.**
Electrotehnica **22**, No. 3, March 1974, p. 94—101
Shortcircuit transformers designed for high power testings are subjected to important thermal stress during the tests. The paper presents some particular problems regarding the heating up of windings and their lifetime. The author stresses the importance of the ratio of rated power to the shortcircuit power, requested at the feeding point, describind the calculations required for determination of the heating of windings. He presents the conditions for a judicious use of the transformer in testing operations, supplying some examples of special transformers.

DC: 621.316.002.2 :531.3
Buculei, M., Miţis, Sev. and *Popescu, I.*: **Calculation of reactions occurring in the kinematic couplings of electric apparatus mechanisms by matrix — based methods.**
Electrotehnica **22**, No, 3, March 1974, p. 101—105
The authors set up a complete matrix — based analytical method of calculating the reactions taking place in couplings, studying the diodes (aspects 1, 2 and 3) and the shock action exerted by certain forces — cases occurring frequently in electric appratuses.

DC: 621.317.3 2/233: 621.314.634
Jaklovszky, J., Ionescu, R. and *Nistor, N.*: **Installation for rapid measurement of electric conductivity and thermoelectric power of semiconductor materials.**
Electrotehnica **22**, No. 3, March 1974, p. 105—108
The paper describes an installation designed for measurement of electric conductivity and thermoelectric-power of semiconductor materials, carried out at increased speed — in comparison with the conventional systems. The installation can be used both in scientific research and in serial production. Electric conductivity measurement is achieved by an alternating — current zero method an known, constant cross — section samples.
The measurement of the thermoelectric power can be carried out on semples of any form.
The σ measuring error is about 1 p.c.; the α measuring error may attain 5 p.c.

INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 108—110
DOCTOR'S DEGREE THESES 110—111
REVIEWS 111
SCIENTIFIC TECHNICAL EVENTS 112

SOMMAIRE

CD 621.313.224 – 588.013.32.004.25

Nicolescu, E. : **Le calcul des flux et des tensions électromotrices dans les générateurs du type Guy, lors du fonctionnement à vide.**

Electrotehnica **22**, no. 3, mars 1974, p. 77–81

L'ouvrage traite du fonctionnement, lors de la marche à vide, des générateurs du type Guy, prenant comme point de départ les relations les plus générales concernant ces machines ; on détermine d'une manière analytique les rapports qui doivent exister entre les différents éléments pour que le fonctionnement de la machine se déroule dans des conditions convenables.

CD 621.313.1.017.7.001.25

Ivan, C : **Considérations concernant la température des différentes parties des machines électriques ainsi que la transmission de la chaleur entre ces parties.**

Electrotehnica **22**, no. 3, mars 1974, p. 81–89

On présente une série d'aspects en rapport avec l'étude, du point de vue thermique, des machines électriques. De ce point de vue, on considère la machine électrique comme étant composée d'éléments thermiques, en mettant en évidence les éléments actifs (sources de chaleur) et passifs. Prenant comme base les équations de la transmission de la chaleur, on détermine la température moyenne de l'élément thermique simple.

CD 621.313.333.2.042.12

Boldea, I. : **L'étude de l''effet transversal et de refoulement dans les moteurs linéaires bi-latéraux à induit-plaque, monté latéralement – asymétrique.**

Electrotehnica **22**, no. 3, mars 1974, p. 89–93

On présente une nouvelle méthode de calcul de la répartition du champ électromagnétique du moteur linéaire à induit plaque, monté latéralement asymétrique. On considère les effets transversaux, de refoulement ainsi que la dispersion dans l'entrefer. Les expressions de calcul des paramètres équivalents de l'induit et des forces développées, qui ont été vérifiées expérimentalement en régime de court-circuit, constituent une modalité plus complète pour l'étude des performances des moteurs linéaires.

CD 621.314.224.045.1.002

Pesici, M. : **La sollicitation thermique et la durée de vie des enroulements du transformateur de court-circuit.**

Electrotehnica **22**, no. 3, mars 1974, p. 94–101

Le transformateur de court-circuit, destiné aux essais de grande puissance, est soumis en outre, au cours des essais, à des sollicitations thermiques importantes. Dans cet article on présente les problèmes qui se posent dans certains cas particuliers concernant l'évolution du chauffage des enroulements et la durée de vie de ces derniers. On montre l'importance du rapport entre la puissance nominale et la puissance de court-circuit sollicitée dans le point d'alimentation et on indique les calculs nécessaires pour la détermination du chauffage des enroulements. On indique aussi les conditions requises pour une utilisation rationnelle du transformateur lors des essais et on cite quelques exemples concernant certains transformateurs spéciaux.

CD 621.316.002.2 : 531.3

Buculei, M., Mifis, S. et *Popescu, I.* : **Le calcul des réactions dans les couples cinématiques, des mécanismes des appareils électriques, par des méthodes matricielles.**

Electrotehnica **22**, no. 3, mars 1974, p. 101–105

Dans cet ouvrage, on établit une méthode analytique matricielle complète pour le calcul des réactions dans les couples en considérant les diodes d'aspect 1, 2 et 3, ainsi que l'action par choc de certaines forces, cas rencontrés fréquemment dans les appareils électriques.

CD 621.317.32/33 : 621.314.634

Jaklovszky, J., Ionescu, R. et *Nistor, N.* : **L'installation pour le mesurage rapide de la conductibilité électrique et de la force thermoélectromotrice des matériaux semi-conducteurs.**

Electrotehnica **22**, no. 3, mars 1974, p. 105–108

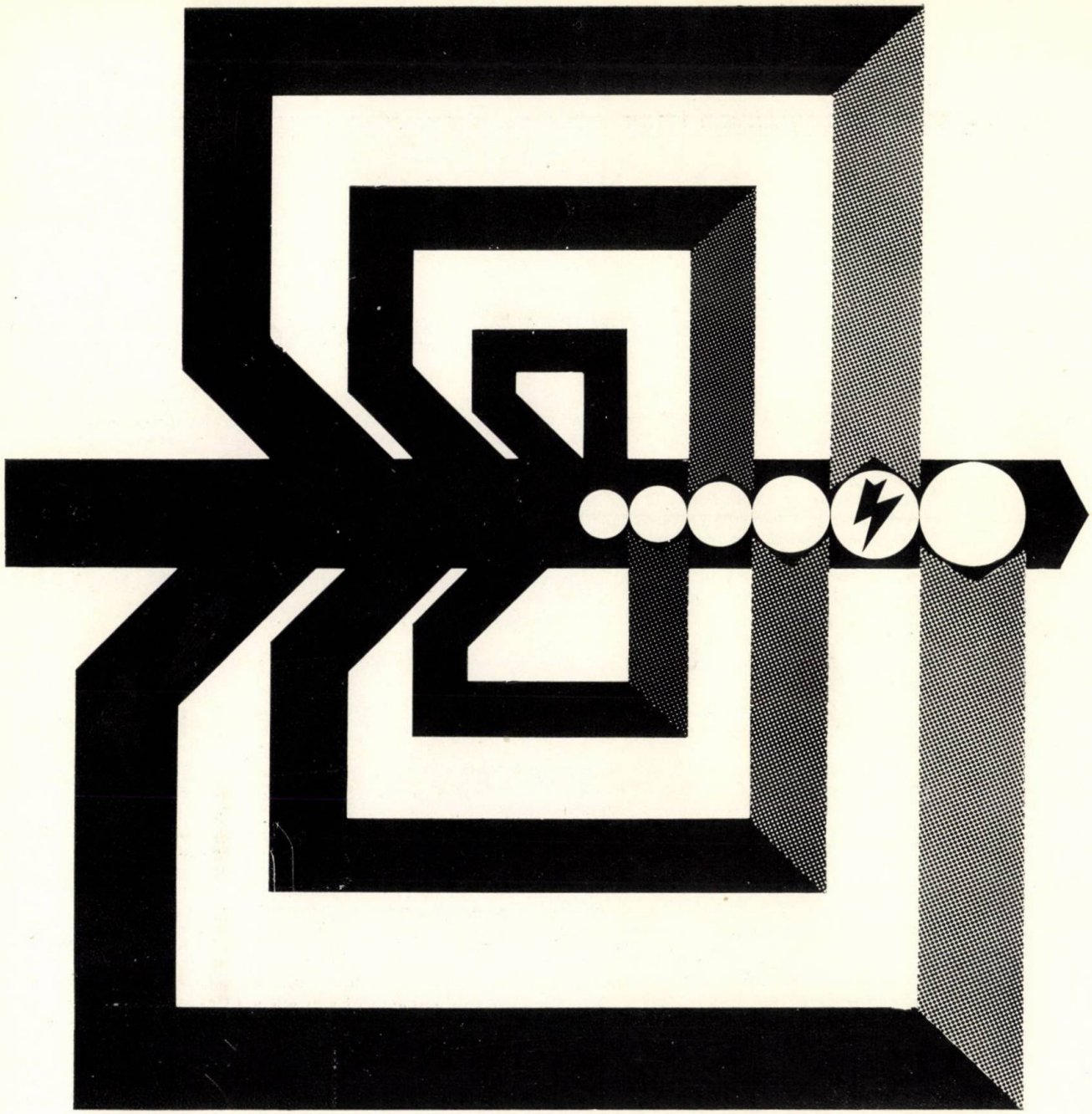
On décrit une installation pour le mesurage de la conductibilité électrique et du coefficient de la force thermoélectromotrice des matériaux semi-conducteurs, installation qui offre une rapidité accrue en comparaison avec les méthodes usuelles. Cette installation peut etre utile pour les recherches scientifiques, ainsi que dans les productions de série.

RÉALISATIONS DANS L'INDUSTRIE 108–110

THÈSES DE DOCTORAT 110–111

COMPTESRENDUS 111

MANIFESTATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES 112



Experienţă îndelungată în vînzarea produselor din domeniul electrotehnicii şi electronicii

Se oglindeşte în oferta multilaterală a întreprinderilor noastre de comerţ exterior, prezentată la Tîrgul de Mostre din Primăvara anului 1974 din Leipzig. Combinatele şi întreprinderile din industria electrotehnică şi electronică din RDG, pe care le reprezentăm în comerţul internaţional, vă vor prezenta, acolo, o interesantă expoziţie cuprinzînd sisteme, instalaţii, aparate şi subansambluri pentru raţionalizarea şi automatizarea producţiei dv. printre care multe noutăţi şi perfecţionări.

Dacă vă interesează această tehnică de înaltă productivitate, precum şi experienţa noastră, vă rugăm să vizitaţi, între 10 şi 17.3.1974, birourile noastre de informaţii şi discuţii din hala 18 aflată în incinta Tîrgului de Mostre.

Informaţii prin :
Ambasada RDG din RSR
Secţia de politică comercială
Biroul tehnic-comercial
al AHB Elektrotechnik
Export-Import
Calea Dorobanţilor 14
Bucureşti
R. S. România

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

PUBLICOM

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale, tehnice obișnuite, prezentarea unor realizări pe linia protecției muncii (dispozitive proiectate în acest scop etc.).

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost, creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele, interesînd industria, vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care nu au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat de autor, conform STAS 6442—69 fixînd premisele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—10 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea, se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații valoroase, de asemenea, se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citirea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezbaterile matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. Se recomandă o atenție deosebită scrierii mărimilor și formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie de asemenea, cu grijă literele majuscule sau cele rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele), atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrierile originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul și anul, paginile.

Numărul de referiri bibliografice (poziții din lista bibliografică) vor fi de cel puțin 6 și cel mult 26 pentru articolele originale. Limita superioară se va putea depăși numai în cazul sintezelor analitice.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2000 semne pe pagină). Pentru articole se recomandă 10—15 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titlurile, funcțiile, localitatea și adresa domiciliului, numărul de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

9 zile la Tîrgul de mostre din Hanovra:

Zile ale anului dedicate domeniului

Elektro-technik

Timp de 9 zile Tîrgul de mostre din Hanovra devine centrul mondial al electrotehnicii. Oferta prezentată se extinde de la microsubansambluri pînă la transformatoare de mare putere. De la prezentarea unui circuit de reglare pînă la proiectarea unor rețele energetice complete. Tîrgul din Hanovra vă dă, atît o imagine de ansamblu, cît și informații amănunțite într-un timp foarte scurt.

84% din cei care hotărăsc asupra cumpărăturilor consideră vizitarea Tîrgului de mostre din Hanovra ca indispensabilă*. Se culeg informații, se găsesc sugestii și imbolduri pentru domeniul electrotehnic și cele apropiate, ca, de pildă, tehnica lucrărilor de birou și a informațiilor, tehnica automatizării și a acționărilor.

Programați-vă și dvs. „zilele destinate Tîrgului din Hanovra", care merită să fie văzut deoarece „Piața mondială din Hanovra" are loc numai o dată pe an sub această formă concentrată. Și numai o dată în lumea întreagă.

* vezi broșura „Der transparente Markt" (Piața transparentă) pe care v-o trimitem cu plăcere.

„Industria vă invită.
Hanovra vă urează bun sosit."

nformații, idei, sugestii

Tîrgul de mostre din Hanovra

Hannover Messe 74

de la 25.4.
a 3.5.1974

Cereți, de la „Deutsche Messe- und Austellungs-AG, D — 3 Hannover-Messegelände, Tel. (0511) 891, Telex 09 22 728, listele de exponate, care vă interesează, în domeniile :

- Tehnica energiei electrice
- Lămpi, corpuri de iluminat, tehnica instalațiilor
- Electronică distractivă
- Tehnica telecomunicațiilor
- Subansambluri electronice
- Tehnica electrică și electronică a măsurării și automatizării
- Tehnica lucrărilor de birou și a informațiilor.

PUBLICOM

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive.

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine.

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele?

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 de ani în activitate, care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

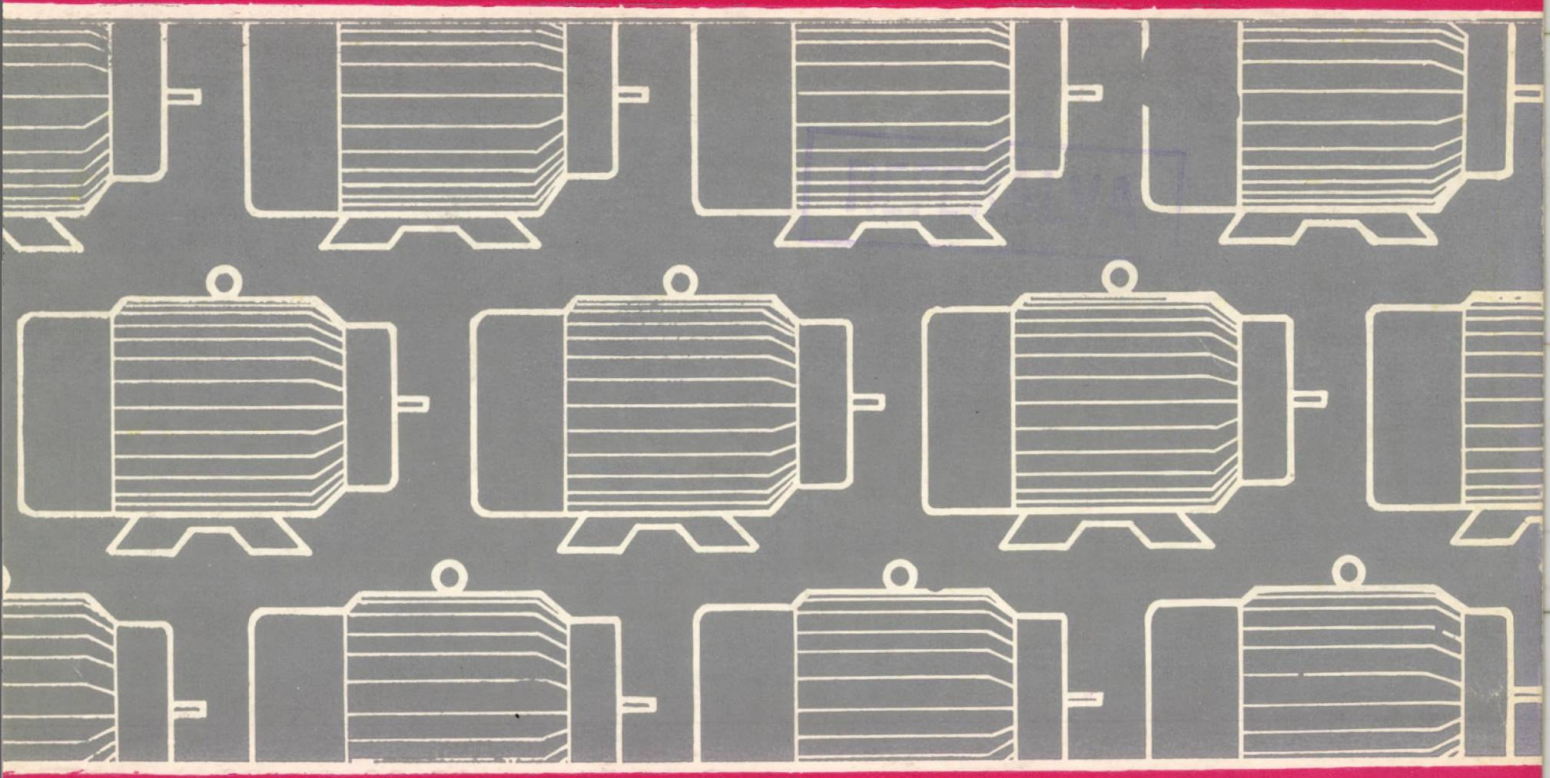
ICPE

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

R

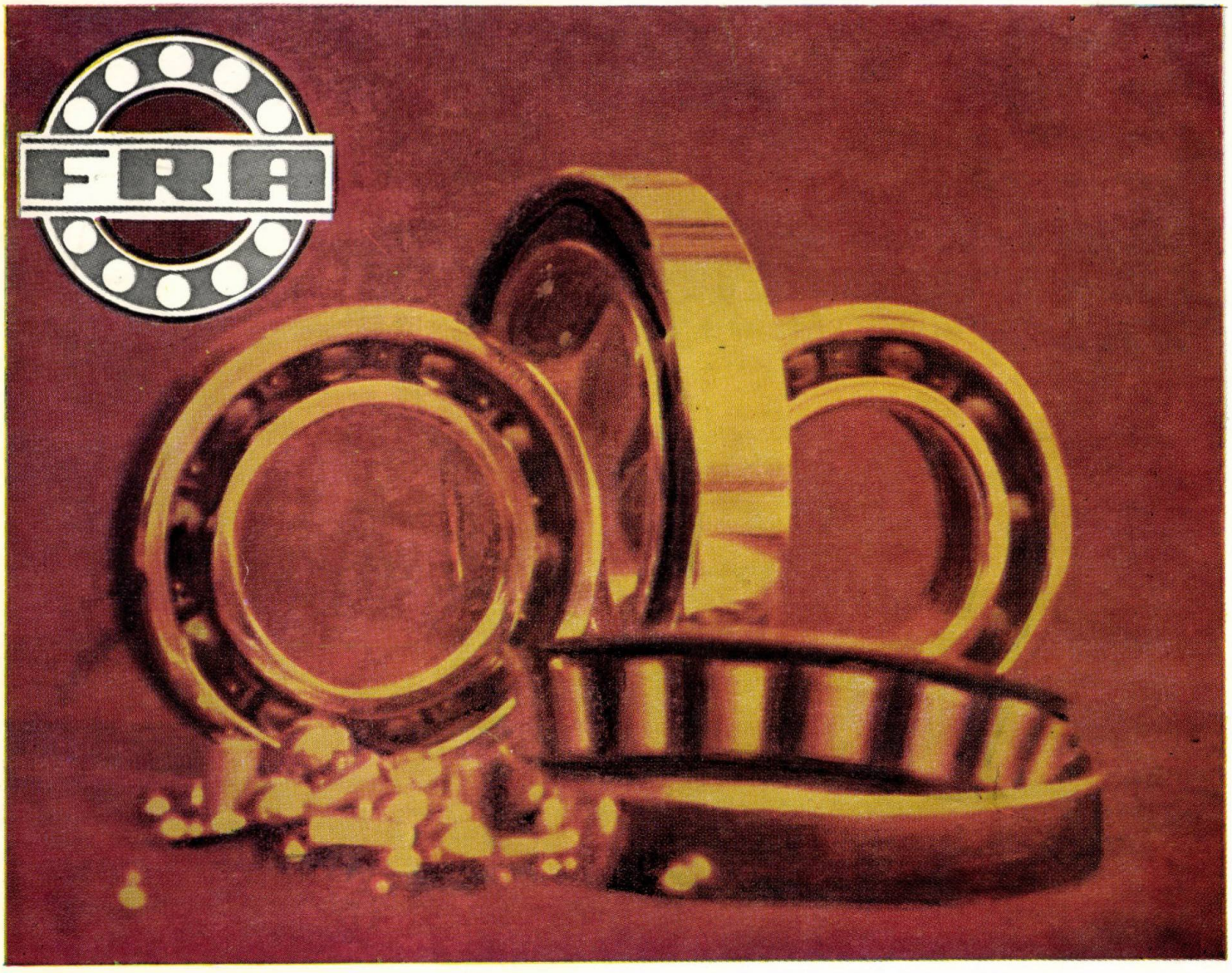
ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 22 ● Nr. 4 ● APRILIE 1974

4

INTREPRINDEREA DE RULMENTI – ALEXANDRIA



RULMENTI

DE CALITATE SUPERIOARA

RADIALI CU BILE PE UN SINGUR RÎND

- CU CAPAC DE ETANŞARE RS ŞI 2RS
- CU CAPAC DE PROTECŢIE Z ŞI 2Z
- PENTRU MOTOARELE ELECTRICE EL P6
- CU CANAL PENTRU INEL DE OPRIRE N

RADIALI AXIALI CU ROLE CONICE

- CU CONSTRUCŢIE INTERIOARĂ ÎNTĂRITĂ A

ELECTROTEHNICA

Anul 22 Nr. 4, pag. 112 — 152 aprilie 1974

CUPRINS

CZ 621.318.42.018.2

Popescu, I. și *Antonescu, M.*: **Studiul circuitului dubluferorezonant, în regim tranzitoriu prin metode de calcul numerice și analogice.**

Electrotehnica **22**, nr. 4, aprilie 1974, p. 112—117

Se analizează regimul tranzitoriu în circuitul dubluferorezonant pentru cazul cuplării la o sursă sinusoidală de semnal. Elementul neliniar din circuit reprezintă o bobină cu miez feromagnetic, comandată în curent continuu. Regimul tranzitoriu se studiază prin metode de calcul numerice și analogice, la variația condițiilor inițiale din circuit.

CZ 621.3.014.31.001.25 : 621.316.5.064.4

Sasu, M.: **Determinarea condițiilor de tranziție de la stingerea la reaprinderea unui arc electric descris de ecuația lui Rieder și Urbanek.**

Electrotehnica **22**, nr. 4, aprilie 1974, p. 118—128

Pentru modelarea unui arc electric de întrerupere, în interacțiune cu un circuit simplu de curent alternativ, s-a utilizat un calculator analogic. Lucrarea prezintă metoda de calcul folosită pentru rezolvarea ecuației lui Rieder și Urbanek și analizează rezultatele obținute în urma cercetării, cu ajutorul calculatorului analogic, a condițiilor la limita dintre cele două regimuri ale arcului electric de reaprindere și de stingere.

CZ 621.314.13 : 621.314.63

Străinescu, I., Florescu, D. și *Săndulache, G.*: **Optimizarea unui sistem de reglare automată cu variator de curent continuu cu tiristoare, folosit în tracțiunea urbană.**

Electrotehnica **22**, nr. 4, aprilie 1974, p. 128—134

S-a urmărit analiza stabilității echipamentelor cu tiristoare folosite în tracțiunea urbană, utilizînd calculatorul digital. Pentru determinarea parametrilor optimi ai regulatorului și ai motorului de c.c. s-au analizat: stabilitatea sistemului, eroarea staționară și timpul de răspuns, folosindu-se ecuațiile diferențiale neliniare ale sistemului și s-au obținut diagrame și tabele care pot fi folosite de proiectantul echipamentelor cu tiristoare, folosite în tracțiunea urbană.

CZ 621.316.575 : 621.314.63

Matlac, I., Cernat, M. și *Szekely, I.*: **Studiul funcționării contactoarelor statice de curent alternativ monofazat cu ventile semicomandate**

Electrotehnica **22**, nr. 4, aprilie 1974, p. 134—143

Se prezintă funcționarea în regim simetric și asimetric a contactoarelor de curent alternativ monofazate cu ventile emicomandate ideale, în funcție de caracterul sarcinii.

CZ 621.329.12 : 629.113

Oberst, L. și *Iakobovits, A.*: **Alegerea reflectorului paraboloidic pentru faruri auto cu lumina atenuată asimetrică.**

Electrotehnica **22**, nr. 4, aprilie 1974, p. 144—147

Se prezintă considerentele pe baza cărora se poate alege profilul reflectorului paraboloidic pentru farurile auto. Urmărind obținerea de la un același far atît a luminii de distanță, cît și a luminii atenuate asimetrice, alegerea profilului reflectorului paraboloidic se face ținînd seama de aspectele legate de ambele lumini. Pentru exemplificare, se prezintă trei cazuri de alegere a profilului reflectorului paraboloidic din experiența I.I.S. Electrobanat.

ANIVERSĂRI

CZ 621.312 : 621.355.2 (Acumulatorul) (498)

Boeriu, E.: **25 de ani de activitate rodnică a întreprinderii „Acumulatorul"**

Electrotehnica **22**, nr. 4, aprilie 1974, p. 147—148

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI 149—151

RECENZII 152—153

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU – redactor responsabil; dr. ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPAȘCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTINA POPESCU; prof. ing. VL. POPOVICI; academician prof. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M.G., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, sectorul 1, telefon director : 50.23.25. Redacția : București, str. Mândinești nr. 3, sector IV ; telefon secretar general de redacție : 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare, comenzi-difuzare, telefon : 35.12.59. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 30060300 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorului 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informația" București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 1119. *Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.Tc.* nr. 137/5988.

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.318.42.018.2
Попеску, И. и *Антонеску, М.:* **Изучение двойного феррорезонансного контура, в неустановившемся режиме, методом цифрового и аналогичного расчета.**
Electrotehnica **22**, № 4, апрель 1974, стр. 112–117

Анализируется неустановившийся режим в двойном феррорезонансном контуре в случае включения в синусоидальный источник сигнала. Нелинейный элемент контура представляет собой катушку с ферромагнитным сердечником, управляемым постоянным током. Неустановившийся режим изучается методом цифрового и аналогового расчета, при изменении начальных условий в контуре.

ДК 621.3.014.31.001.25 : 621.316.5.064.4
Сасу, М.: **Определение условий перехода от затухания к обратному зажиганию электрической дуги, описанной уравнением Ридера и Урбанека.**
Electrotehnica **22**, № 4, апрель 1974, стр. 118–128

Для моделирования размыкающей электрической дуги, во взаимодействии с простой цепью переменного тока, применяли вычислительную аналоговую машину. В работе описывается метод расчета, применяемый для решения уравнения Ридера и Урбанека и анализируются результаты исследования, проведенного при помощи аналоговой вычислительной машины, предельных условий между этими двумя режимами электрической дуги обратного зажигания и затухания.

ДК 621.314.13 : 621.314.63
Стрэинеску, И., Флореску, Д. и *Сэндулаке, Г.:* **Оптимизация системы автоматического регулирования при помощи регулятора постоянного тока с тиристорами, применяемого для городской тяги.**
Electrotehnica **22**, № 4, апрель 1974, стр. 128–134

Анализируется стабильность оборудования с тиристорами, применяемого для городской тяги, при помощи цифровой вычислительной машины. Для определения оптимальных параметров регулятора и двигателя постоянного тока проведен анализ: стабильности системы, стационарной ошибки и времени ответа, применяя нелинейные дифференциальные уравнения системы, при этом получены диаграммы и таблицы, которые могут быть полезны для проектировщиков оборудования с тиристорами, используемого для городской тяги.

ДК 621.316.575 : 621.314.63
Матлак. И., Чернат, М. и *Шекели, И.:* **Исследование работы статистических контакторов однофазного переменного тока с полууправляемыми клапанами.**
Electrotehnica **22**, № 4, апрель 1974, стр. 134–143

Описывается работа в симметричном и асимметричном режиме контакторов однофазного переменного тока с идеальными полууправляемыми клапанами, в зависимости от характера нагрузки.

ДК 621.329.12 : 629.113
Оберст, Л. и *Якобович, А.:* **Выбор параболических рефлекторов для автомобильных фар с асимметричным затухающим светом.**
Electrotehnica **22**, № 4, апрель 1974, стр. 144–147

Излагаются соображения, на основе которых можно выбрать профиль параболического рефлектора для автомобильных фар. Для получения от того же фара света на расстояние, а также асимметрически затухающего света, выбор профиля параболического рефлектора проводился с учетом аспектов, связанных с этими двумя видами света. Для примера показано три случая выбора профиля параболического рефлектора, из опыта И.И.С. Електробанат.

ГОДОВЩИНЫ

ДК 621.312 : 621.355.2 Acumulatorul (498)
Боериу, Б.: 25 лет плодотворной деятельности предприятия ,,Акумулаторул''.
Electrotehnica **22**, № 4, апрель 1974, стр. 147–148

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ 149–151

РЕЦЕНЗИИ 152–153

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.318.42.018.2

Popescu, I. und *Antonescu, M.*: **Studium des Doppelferroresonanzkreises in zeitlich veränderliche Betriebsart durch Digital — und Analogberechnungsmethoden.**
Electrotehnica **22**, Nr. 4, April 1974, S. 112–117
Die zeitlich veränderliche Betriebsart in Doppelferroresonanzkreis für den Fall der Koppelung an einer Signalsinusquelle wird untersucht. Das nichtlineares Element im Kreis ist eine Spule mit Ferromagnetkern. Der nichtstationärer Betrieb wird mittels Digital — und Analogberechnungsmethoden bei Anderung der im Kreis bestehenden Anfangsbedingungen studiert.

DK 621.3.014.31.001.25 : 621.316.5.064.4

Sasu, M.: **Bestimmung der Übergangsbedingungen von der Auslöschung zum Rückschlag eines von der Rieder und Urbaneksche Gleichung beschriebenen Lichtbogens.**
Electrotehnica **22**, Nr. 4, April 1974, S. 118–128
Für die Modellierung eines Abschaltlichtbogens in Wechselwirkung mit einen einfachen Wechselstromkreis wurde ein Analogrechner verwendet. Die Arbeit stellt die für die Lösung der Rieder und Urbaneksche Gleichung angewandte Berechnungsmethode vor und analysiert die erzielten Ergebnisse der mittels des Analogrechners durchgeführten Untersuchungen der Grenzbedingungen zwischen die zwei Betriebsarten des Auslöschung — und Rückschlaglichtbogens.

DK 621.314.13 : 621.314.63

Străinescu, I., Florescu, D. und *Săndulache, G.*: **Optimierung eines Selbstregelungssystems mit Gleichstromvariator mit Thyristoren für städtiche Zugförderung.**
Electrotehnica **22**, Nr. 4, April 1974, S. 128–134
Die gestellte Aufgabe war die Untersuchung der Stabilität der bei der städtischen Zugförderung verwendeten Thyristorausrüstungen, mittels des Digitalrechners. Für die Bestimmung der optimalen Parameter des Gleichstromreglers und Motors wurden: die Stabilität des Systems, der stationäre Fehler und die Ansprechzeit durch Anwendung der nichtlinearen Differentialgleichungen des Systems untersucht. Es eraben sich Diagramme und Tabellen die vom Projektant der für die städtische Zugförderung bestimmten Thyristorausrüstungen benützt werden können.

DK 621.316.575 : 621.314.63

Matlac, I., Cernat, M. und *Szekely, I.*: **Studium des Betriebes der statischen Einphasenwechselstromschalter mit halbgesteuerte Ventile.**
Electrotehnica **22**, Nr. 4, April 1974, S. 134–143
Das Arbeiten im symmetrischen und asymmetrischen Betrieb der Einphasenwechselstromschützen mit halbgesteuerte Idealventile in Abhängigkeit von der Lastart wird dargelegt.

DK 621.329.12 :629.113

Oberst, L. und *Iakobovits, A.*: **Auswahl des Parabolscheinwerfers für Kraftwagenscheinwerfer mit asymmetrisches geschwächtes Licht.**
Electrotehnica **22**, Nr. 4, April 1974, S. 144–147
Die Betrachtungen auf Grund deren das Profil des Parabolscheinwerfers für Kraftwagen gewählt werden kann, werden vorgelegt. Um von einem und derselben Scheinwerfer sowohl das Fernlicht als auch das asymmetrisches geschwächtes Licht zu erzielen, die Auswahl des Parabolscheinwerfersprofils muss durch Inbetrachtnahme der mit beide Lichter verbundeten Erscheinungen erfolgen. Als Beispiel werden aus der Erfahrung der Unternehmung I.I.S. Electrobanat drei Auswahlfälle des Parabolscheinwerfersprofils angegeben.

JÄHRESTÄGE

DK 621.312 : 621.355.2 „Acumulatorul" (498)

Boeriu, E.: **25 Jahre erfolgreiche Tätigkeit der Unternehmung „Acumulatorul"**
Electrotehnica **22**, Nr. 4, April 1974, S. 147–148

VERWIRKLICHUNGEN DER RUMÄNISCHEN INDUSTRIE 149–151

REZENSIONEN 151–152

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE DOCUMENTARE ȘI PUBLICAȚII TEHNICE AL M.I.C.M.G.

Anul 22 | Nr. 4 | București, aprilie 1974

1905 MÚSZAKI MÚZEUM

Bilanț rodnic în întîmpinarea zilei de 1 Mai

Născută din zbuciumul luptei clasei muncitoare de pretutindeni împotriva exploatării, pentru demnitate și echitate socială, 1 Mai — ziua solidarității internaționale a tuturor celor ce muncesc — a dobîndit la noi, ca și în celelalte țări ale lumii, care au schimbat cursul istoriei după voința și năzuințele popoarelor lor, semnificații deosebite.

Și în acest an întîmpinăm marea sărbătoare a oamenilor muncii cu sentimentul biruinței, al certitudinii înaintării noastre puternice pe calea edificării societății socialiste multilateral dezvoltate, cu satisfacția împlinirii sarcinilor pe care le avem.

Marile realizări obținute pe drumul propășirii patriei, adîncile schimbări înnoitoare petrecute în viața întregii țări sînt o confirmare strălucită a capacității revoluționare a partidului nostru comunist de a organiza și conduce poporul român spre o viață din ce în ce mai bună. Ele ilustrează justețea liniei strategice a partidului, expresie a aplicării creatoare a adevărurilor generale ale socialismului la condițiile concrete ale țării, la cerințele fiecărei etape de dezvoltare a societății românești.

Congresul al X-lea și Conferința Națională ale partidului au deschis o etapă nouă în dezvoltarea națiunii noastre, elaborînd programul făuririi societății socialiste multilateral dezvoltate pe pămîntul României. În această nouă etapă se urmărește făurirea unei economii avansate la nivelul țărilor înaintate din punct de vedere economic, a unei industrii moderne, de înaltă eficiență, bazată pe cele mai noi cuceriri ale științei și tehnicii, a unei agriculturi intensive de mare randament, iar pe acest temei creșterea continuă a bunăstării materiale și spirituale a oamenilor muncii, ridicarea gradului de civilizație a întregului popor.

Sărbătorirea în acest an a zilei de 1 Mai este marcată de semnificații istorice, politice, economice și sociale, întrucît anul 1974 este pentru noi o perioadă cu profil jubiliar puternic, cu bilanțuri rodnice.

La 28 martie a.c. România, întregul popor român, a trăit o zi memorabilă pentru istoria lui, ziua cînd, înconjurat de dragostea și încrederea nemărginită a întregului popor, cel mai bun fiu al ei, tovarășul Nicolae Ceaușescu, a fost investit cu înalta funcție de președinte al Republicii.

Tot în acest an vom sărbători cea de a XXX-a aniversare a eliberării patriei de sub dominația fascistă și vor avea loc lucrările celui de al XI-lea Congres al P.C.R., la care se vor adopta liniile directoare și măsuri de importanță istorică pentru dezvoltarea viitoare a României socialiste.

Recenta plenară a Comitetului Central al P.C.R., prin importanța problemelor supuse dezbaterii și a măsurilor stabilite, se înscrie în preocupările constante ale partidului nostru de a analiza sistematic și profund toate aspectele vieții politice și economice, de a găsi cele mai eficiente soluții și mijloace menite să evidențieze noi și noi resurse, să valorifice cu randament sporit potențialul material și uman al țării.

De asemenea, în acest an poporul nostru sărbătorește ziua de 1 Mai în condițiile perfecționării și modernizării structurilor economice, a accelerării procesului de diversificare și înnoire a producției, a valorificării tot mai eficiente a resurselor materiale și umane de care dispune țara noastră. Caracteristica principală o constituie creșterile importante înregistrate atît pe ansamblul industriei, cît și pe diferitele ramuri productive ale ei. În cadrul acestora industria electrotehnică are un dinamism ascendent prioritar, înregistrînd an de an importante sporuri de producție și diversificînd o gamă tot mai cuprinzătoare de produse, fabricate atît prin utilizarea concepției proprii, cît și prin achizi-

ționare de licențe, pentru acoperirea necesarului intern și pentru schimburile comerciale externe. Astfel, economia noastră națională beneficiază, în prezent, de transformatoare de curent și de tensiune de pînă la 400 kV, în construcție capacitivă; de peste 350 de tipodimensiuni noi de mașini rotative, din care, peste 70 tipovariante în construcție antiexplozivă, grupate în serii unitare ca: seria de motoare gabarit 56—400 mm (înălțimea axului) cu puteri pînă la 100 kW, seria de motoare de la 100—1000 kW, seria de mașini sincrone, cea de mașini asincrone mici (sub 7,5 kW), în carcasă de aluminiu, precum și motoare mici monofazate pentru echiparea aparatelor electrocasnice și a aparatelor de măsură de 35 kV, 110 kV, 220 kV și 40 kV; celule prefabricate pentru industria energetică; diferite sortimente de mașini și aparate pentru lucrări complexe în fabricile de ciment, la utilajele chimice, în rafinării, furnale, instalații pentru industria ușoară etc.

Realizări deosebite se înregistrează și în producția de motoare electrice. Printre acestea se pot menționa: motoarele electrice de tracțiune de 900 kW pentru locomotivele electrice, motoarele verticale pînă la 800 kV pentru acționarea pompelor de irigații, echipamentul electric pentru tractoare și autovehicule de tot felul, grupurile de medie frecvență pentru tratamentele termice etc.

Și în domeniul aparatelor de înaltă tensiune s-au dobîndit succese, executîndu-se întrerupătoare pînă la 400 kV, cu o putere de rupere de 2 GVA.

Avînd în vedere faptul că asimilarea produselor noi influențează direct nivelul de progres și eficiență al celorlalte sectoare industriale, în cadrul acestei ramuri s-a intensificat activitatea de concepție — cercetare — proiectare, în avans față de restul economiei, realizîndu-se produse cu parametri tehnici ridicați, consumuri specifice de materiale și manoperă mai reduse. Actualul cincinal aduce în industria electrotehnică reînnoirea a peste două treimi din produsele aflate în fabricație. Numeroase capacități de producție, intrate în funcțiune în această perioadă, concomitent cu modernizările capacităților deja existente în cadrul ramurii, precum și cu introducerea tehnologiilor avansate contribuie din plin la dezvoltarea industriei electrotehnice.

Paralel cu executarea unor produse electrotehnice pentru satisfacerea necesarului economiei naționale a crescut și ponderea producției destinată exportului. Un număr de circa 19 grupe de produse se exportă în peste 25 de țări, printre care Uniunea Sovietică, Jugoslavia, Iran, Republica Federală Germania, Republica Arabă Egipt, Italia, Turcia, Danemarca și altele.

Ținînd seama de tendințele de dezvoltare tehnică pe plan mondial, de progresul tehnic rapid al subramurilor industriale, programul actualului cincinal are în vedere intrarea în fabricație a unor produse cu nivel și complexitate tehnică înalte. Astfel, industria electrotehnică va asigura diversificarea în continuare a producției și asimilarea de noi produse, printre care se vor include transformatoarele de putere, întrerupătoarele, aparatajul de înaltă și joasă tensiune, grupurile energetice mari, motoarele electrice speciale pentru diverse utilizări (de exemplu, pentru industria textilă, pentru mașinile-unelte cu comandă-program), tipuri noi de motoare pentru acționări și automatizări, motoare antiexplozive etc.

Potrivit celor prevăzute în planul de dezvoltare a ramurii, în anul 1975 industria electrotehnică va ajunge să reprezinte 6% din producția industrială a țării.

Atmosfera cu care întîmpinăm ziua de 1 Mai este caracterizată de eforturi susținute, de efervescența creatoare, de hotărîrea de a cinsti această sărbătoare cu noi realizări remarcabile. Vom sărbători ziua muncii încrezători în posibilitățile noastre, convinși de justețea drumului nostru către viitor.

Studiul circuitului dubluferorezonant în regim tranzitoriu, prin metode de calcul numerice și analogice

LIE POPESCU și MIHAI ANTONESCU* — Iași

CZ 621.318.42.018.2

1. Generalități

Analiza circuitelor neliniare depinde în mod esențial de neliniaritatea lor. Această neliniaritate este condiționată, în cazul circuitului dubluferorezonant studiat, de cea a bobinei comandate, cu miez feromagnetic. În cazul în care bobina neliniară comandată posedă o caracteristică cu neliniaritate slabă (utilizîndu-se materiale feromagnetice obișnuite: Fe—Si, sau speciale: mumetal, cu pierderi mici), cele mai întîlnite aproximări sînt cele polinomiale.

Funcționarea unui astfel de circuit dubluferorezonant în regim tranzitoriu este descrisă de o ecuație diferențială neliniară, neautonomă, de ordinul 2, care nu poate fi însă rezolvată pentru parametri și condiții inițiale arbitrare. De aceea, pentru studiul circuitului în regim tranzitoriu se pot utiliza metode analitice aproximative (metoda asimptotică, sau variațională Ritz-Galerkin), sau, în cazuri particulare cunoscînd parametrii și condițiile inițiale, metode topologice (planul fazelor), numerice, sau analogice. De obicei, metodele numerice folosite pentru rezolvarea ecuațiilor diferențiale neliniare, care descriu funcționarea circuitului dubluferorezonant în regim tranzitoriu, deși mai laborioase, sînt mult mai precise. Ele sînt, de asemenea, deosebit de potrivite cînd neliniaritatea din circuit este pronunțată.

2. Circuitul dubluferorezonant în regim tranzitoriu

Circuitele dubluferorezonante (CDFR), întîlnite în literatură, se pot grupa în două categorii: circuite dubluferorezonante serie (CDFRS), figura 1 și circuite dubluferorezonante paralel (CDFRP), figura 2.

Circuitul dubluferorezonant serie reprezentat în schema din figura 1 este constituit dintr-o bobină cu miez feromagnetic, comandată în c.c., în montaj de amplificator magnetic, aproximată printr-o bobină neliniară ideală, cu pierderi neglijabile, în serie cu un condensator liniar.

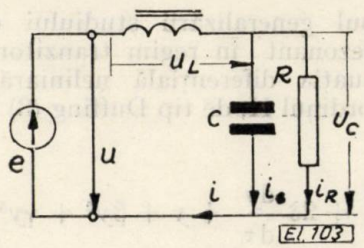


Fig. 1. Circuit dubluferorezonant serie.

Pierderile în circuit, atît în miezul feromagnetic al bobinei, cît și în dielectricul condensatorului C, sînt aproximate cu rezistența R în paralel

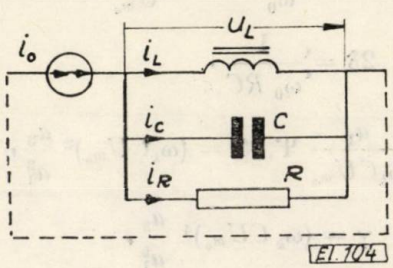


Fig. 2. Circuit dubluferorezonant paralel.

cu condensatorul. Ecuațiile de funcționare a CDFRS sînt:

$$u_L + u_C - u = 0,\ u_C - u_R = 0,\ i_C + i_R - i = 0, \quad (1)$$

* Dr. ing. *I. Popescu* este șef de lucrări la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic din Iași, iar ing. *M. Antonescu* este asistent la aceeași facultate.

unde :

$$\begin{cases} u_L = \dfrac{d\Psi}{dt}, \quad u_C = \dfrac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i_C \cdot dt, \quad u_R = Ri_R \\ u = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_i), \quad i_0 = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_i). \end{cases} \tag{2}$$

Utilizînd relațiile (1) și (2), ecuația de funcționare a CDFRS în regim tranzitoriu devine de forma :

$$\frac{d^2\Psi}{dt^2} + \frac{1}{RC}\frac{d\Psi}{dt} + \frac{i}{C} = \omega_k U_m \sin(\omega t + \varphi_i + \varphi), \tag{3}$$

unde :

$$\varphi = \operatorname{arctg} \omega RC\,; \qquad \omega_k = \sqrt{\omega^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}. \tag{4}$$

Ținînd seama de caracteristica dinamică neliniară a bobinei comandate, reprezentată în figura 3, pentru materiale feromagnetice des întîlnite, Fe—Si, atunci $i = i_L/(\Psi)$ se poate aproxima printr-un polinom de puteri de forma :

$$i_L(\Psi) = i(\Psi) = a_1\Psi + a_3\Psi^3 + a_5\Psi^5. \tag{5}$$

În scopul generalizării studiului circuitului dubluferorezonant în regim tranzitoriu se utilizează ecuația diferențială neliniară, neautonomă, de ordinul II, de tip Duffing (3) sub forma normată :

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + 2\delta\frac{dy}{d\tau} + y + \beta y^3 + \gamma y^5 = K\sin(\alpha\tau + \varphi_i + \varphi), \tag{6}$$

unde :

$$\begin{cases} \tau = \omega_0 t, \ \alpha = \dfrac{\omega}{\omega_0}, \ K = \dfrac{U_m}{U_{m_0}}, \ \omega_0^2 = \dfrac{a_1}{C}, \\ 2\delta = \dfrac{1}{\omega_0 RC}, \\ y = \dfrac{a_1}{\omega_k C U_{m_0}}\Psi, \ \beta = (\omega_k C U_{m_0})^2 \dfrac{a_3}{a_1^3}, \\ \gamma = (\omega_k C U_{m_0})^4 \dfrac{a_5}{a_1^5}, \\ \omega_k^2 = \omega^2 + (2\delta\omega_0)^2, \ \varphi = \operatorname{arctg}\dfrac{\omega}{\omega_0 2\delta} \end{cases} \tag{7}$$

În mod analog se procedează și pentru studiul CDFRP (fig. 2) în regim tranzitoriu, cuplat la un generator de curent. Ecuațiile de funcționare a CDFRP în regimul ce urmează cuplării la un generator de curent i_0 sînt :

$$i_L + i_C + i_R = i_0, \ u_L = u_C = u_R. \tag{8}$$

Dacă se ține seama de relațiile (8) și (2), ecuația diferențială neliniară de ordinul II, în mărimi normate, ce caracterizează funcționarea

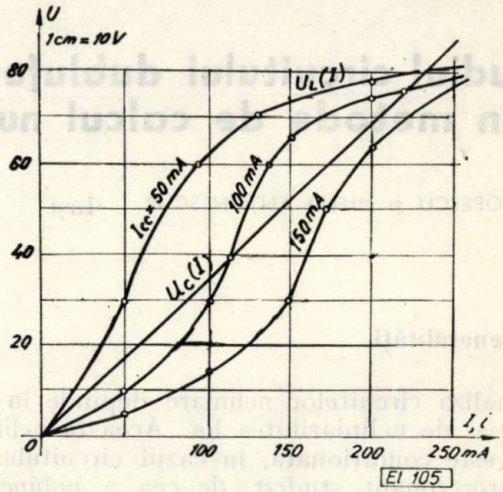


Fig. 3. Caracteristicile neliniare dinamice ale bobinei comandate în c.c.

CDFRP în regim tranzitoriu, este de aceeași formă (6), unde :

$$y = \frac{a_1}{I_{m_0}}\Psi, \ \beta = I_{m_0}^2\frac{a_3}{a_1^3}, \ \gamma = I_{m_0}^4\frac{a_5}{a_1^5}, \tag{9}$$
$$\varphi = 0, \ K = \frac{I_m}{I_{m_0}}.$$

În relațiile (7) și (9) U_{m_0} și I_{m_0} reprezintă valori de referință.

3. Analiza regimului tranzitoriu în CDFR prin metode numerice

Metoda numerică utilizată constă în aproximarea curbei soluției reale prin segmente de dreaptă (metoda Euler). Funcționarea oricărui CDFR în regim tranzitoriu este descrisă de ecuația Duffing (6), în care coeficienții normați 2δ, β, γ, φ depind de fiecare clasă de circuit. Ecuația diferențială neliniară de ordinul II (6) se poate descompune într-un sistem de două ecuații neliniare de ordinul I, de forma :

$$\begin{cases} \dfrac{dy}{d\tau} = \theta(\tau) \\ \dfrac{d^2y}{d\tau^2} = \dfrac{d\theta}{d\tau} = \dot{\theta}(\tau), \ y = x_1, \ \dot{y} = \dot{x}_1 = x_2 \end{cases} \tag{10}$$

Ţinînd seama de relaţia (6), sistemul (10) devine :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \theta(\tau) \\ \dot{x}_1 = \dot{x}_2 = \dot{\theta}(\tau) = K\sin(\alpha\tau + \varphi_i + \varphi) - \\ \qquad - 2\theta\delta - F(y) \\ F(y) = y + \beta y^3 + \gamma y^5 \end{cases} \quad (11)$$

Sistemul de ecuaţii diferenţiale neliniare, neautonome, de ordinul I (11) se rezolvă numeric (la un calculator Felix C—256) folosind metoda Euler, rezultînd :

$$\begin{cases} y_1 = y_0 + \Delta\tau\dot{y}_0 = y_0 + \Delta\tau \cdot \theta_0, \\ \qquad y_{k+1} = y_k + \Delta\tau\, y_k = \dot{y}_k + \Delta\tau \cdot \theta_k \\ \theta_1 = \theta_0 + \Delta\tau \cdot \dot{\theta}_0, \qquad \theta_{k+1} = \theta_k + \Delta\tau\, \dot{\theta}_k, \end{cases} \quad (12)$$

în care, pasul de calcul $\Delta\tau$ se alege astfel, încît să permită o precizie satisfăcătoare şi să nu ducă la un volum exagerat de calcul. Condiţiile iniţiale, pentru t = 0, sînt :

$$\tau = 0,\ y(0) = C_1\Psi(0),\ \dot{y}(0) = \theta(0) = \\ = C_1\dot{\Psi}(0) = C_1(U_m \sin\varphi_i - U_{C_0}) \quad (13)$$

unde, C_1 şi U_{c0} depind de tipul de circuit dubluferorezonant. În cazul CDFRS, se obţine :

$$C_1 = \frac{\omega_0^2}{\omega_k U_{m_0}}, U_{C_0} \neq 0. \quad (14)$$

Algoritmul de calcul numeric al ecuaţiei Duffing presupune alegerea iniţială a mărimilor ω, C, U_{m_0}, K, φ_i, 2δ, a_1, a_3, a_5 şi determinarea în continuare a mărimilor : ω_0^2, ω_k^2, α, β, γ, φ, $\theta(0)$, folosind relaţiile (7) şi, respectiv (13). Tabela de date iniţiale (tabela 1) acoperă o plajă mare a coeficienţilor ecuaţiei de tip Duffing.

Organigrama ecuaţiei de tip Duffing (fig. 4), este concepută pentru a tipări numai extremele semnalului răspuns în regim tranzitoriu, după care se tipăresc punct cu punct un anumit număr de valori din regimul permanent care urmează. Anumite modificări, în sensul simplificării organigramei, îngăduie, eventual, tipărirea punct cu punct chiar de la începutul calculelor. Varianta pe care o prezentăm conduce la o economie importantă de date tipărite.

Rezultatele obţinute prin rezolvarea numerică a ecuaţiei Duffing sînt trasate grafic şi reprezentate în figurile 5—8 (pentru cîteva situaţii caracteristice de funcţionare a circuitului dubluferorezonant la variaţia condiţiilor iniţiale).

Rezultatele numerice prezentate (fig. 5—8), pun în evidenţă că regimul permanent într-un circuit neliniar (cu caracteristică rezultantă neliniară multiformă) de tip ferorezonant depinde în mod esenţial de condiţiile iniţiale din circuit prin intermediul regimului tranzitoriu. Acest regim tranzitoriu se poate studia prin cunoaşterea organigramei prezentate în figura 4.

4. Studiul regimului tranzitoriu în CDFR prin metode analogice

Ecuaţia de tip Duffing poate fi, de asemenea, programată pe un calculator analogic. Ecuaţia de funcţionare a CDFR în regim tranzitoriu (6) se poate scrie sub forma :

$$\begin{cases} \ddot{y} + 2\delta\dot{y} + y + \beta y^3 + \gamma y^5 = Kf \\ f = \sin(\alpha\tau + \varphi_i + \varphi), \end{cases} \quad (15)$$

ecuaţiile maşinii fiind :

$$\frac{d\dot{y}}{d\tau} = Kf - 2\delta\dot{y} - y + |\beta|p - \gamma q, \quad (16)$$

unde :

$$\begin{cases} p = ry,\ q = rp,\ r = y \cdot y \\ \dfrac{dy}{d\tau} = \dot{y},\ \dfrac{df}{d\tau} = \alpha g - \operatorname{sgn}(\varepsilon) f, \\ \qquad \dfrac{dg}{d\tau} = -\alpha f - \operatorname{sgn}(\varepsilon)\, g, \end{cases} \quad (17)$$

Tabela 1

Valorile numerice variabile ale coeficienţilor ecuaţiei de tip Duffing

Mărimi iniţializate \ Valori ciclice	1	2	3	4	5 *	6	7	8	9	10
a_1	1,75	1,95	2,1	2,2	2,3	2,38	2,45	2,53	2,6	2,68
$-a_3$	2,8	3,17	3,5	3,8	4,1	4,34	4,55	4,79	5,05	5,30
a_5	2,8	3,02	3,2	3,4	3,6	3,76	3,90	4,15	4,40	4,70
2δ	$1\cdot10^{-2}$	$2\cdot10^{-2}$	$3\cdot10^{-2}$	$4\cdot10^{-2}$	$5\cdot10^{-2}$	$6\cdot10^{-2}$	$7\cdot10^{-2}$	$8\cdot10^{-2}$	$9\cdot10^{-2}$	$10\cdot10^{-2}$
K	$1\cdot10^{-2}$	$2\cdot10^{-2}$	$3\cdot10^{-2}$	$4\cdot10^{-2}$	$5\cdot10^{-2}$	$6\cdot10^{-2}$	$7\cdot10^{-2}$	$8\cdot10^{-2}$	$9\cdot10^{-2}$	$10\cdot10^{-2}$
φ_i	10°	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°	80°	90°

$U_{C0}=0$, $\Psi_0=0$

* $I_{CC}=100$ mA

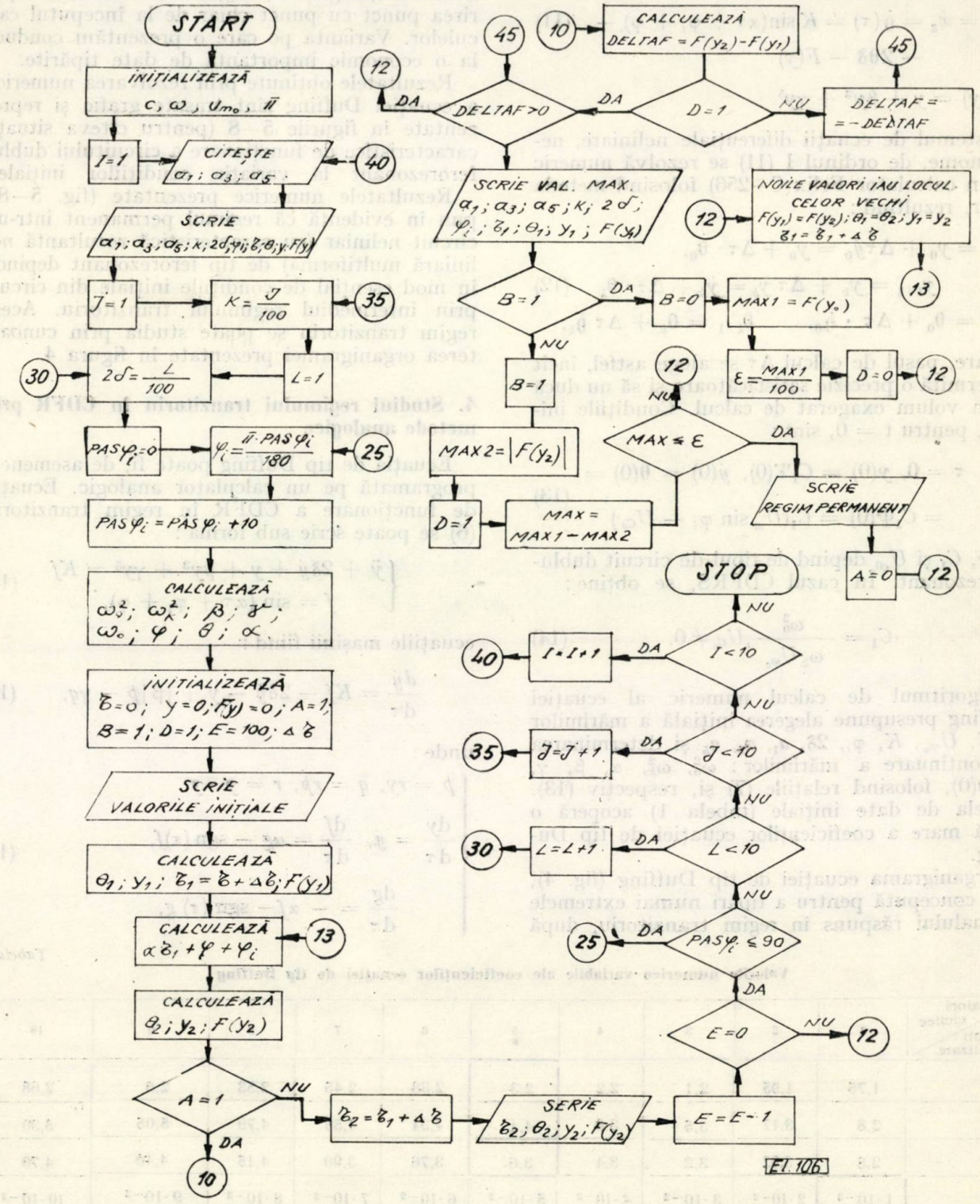


Fig. 4. Organigrama ecuației de tip Duffing.

cu :

$$\begin{cases} \varepsilon = u + v - 1, \; u = f \cdot f, \; v = g \cdot g \\ \dfrac{d\tau}{d\tau} = 1, \; g \triangleq \cos(\alpha\tau + \varphi_i + \varphi). \end{cases} \tag{18}$$

În primă aproximație, scările variabilelor sînt :

$$\left(\frac{\dot{y}}{1}\right), \left(\frac{f}{1}\right), \left(\frac{y}{1}\right), \left(\frac{p}{1}\right), \left(\frac{q}{1}\right), \tag{19}$$

$$\left(\frac{r}{1}\right), \left(\frac{g}{1}\right), \left(\frac{u}{1}\right), \left(\frac{v}{1}\right), \left(\frac{t}{T}\right).$$

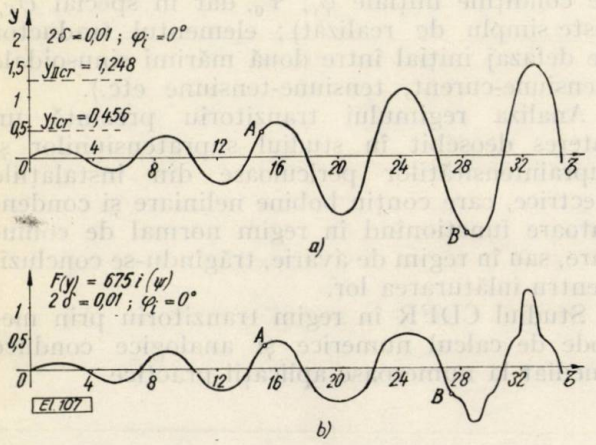


Fig. 5. Semnalul răspuns din circuitul dubluferorezonant serie : *a* — flux ; *b* — curent pentru diferite valori ale condițiilor inițiale.

Introducînd relația (19) în (16), se obține :

$$\frac{d}{d\tau}\left(\frac{\dot{y}}{1}\right) = \frac{K}{\lambda}\left(\frac{f}{1}\right) - \frac{2\delta}{\lambda}\left(\frac{\dot{y}}{1}\right) - \tag{20}$$

$$-\frac{1}{\lambda}\left(\frac{y}{1}\right) + \frac{|\beta|}{\lambda}\left(\frac{p}{1}\right) - \frac{\gamma}{\lambda}\left(\frac{q}{1}\right), \quad \tau = \lambda t,$$

iar :

$$\left(\frac{p}{1}\right) = \left[\left(\frac{r}{1}\right)\cdot\left(\frac{y}{1}\right)\right], \left(\frac{q}{1}\right) = \tag{21}$$

$$= \left[\left(\frac{r}{1}\right)\cdot\left(\frac{p}{1}\right)\right], \left(\frac{r}{1}\right) = \left[\left(\frac{y}{1}\right)\cdot\left(\frac{y}{1}\right)\right].$$

Pentru generatorul de oscilații sinusoidale se obține :

$$\begin{cases} \dfrac{d}{d\tau}\left(\dfrac{y}{1}\right) = \dfrac{1}{\lambda}\left(\dfrac{\dot{y}}{1}\right), \; \dfrac{d}{d\tau}\left(\dfrac{f}{1}\right) = \\ \qquad = \dfrac{\alpha}{\lambda}\left(\dfrac{g}{1}\right) - \dfrac{\operatorname{sgn}(\varepsilon)}{\lambda}\left(\dfrac{f}{1}\right), \\ \dfrac{d}{d\tau}\left(\dfrac{g}{1}\right) = -\dfrac{\alpha}{\lambda}\left(\dfrac{f}{1}\right) - \dfrac{\operatorname{sgn}(\varepsilon)}{\lambda}\left(\dfrac{g}{1}\right). \end{cases} \tag{22}$$

Eroarea cu care se introduce sin $(\varphi_i + \varphi)$ și cos $(\varphi_i + \varphi)$ în generatorul de oscilații sinusoidale (SWO) va fi :

$$\left(\frac{\varepsilon}{10^{-4}}\right) = 10^4\left[\left(\frac{u}{1}\right)^2 + \left(\frac{v}{1}\right)^2 - (1)\right] \tag{23}$$

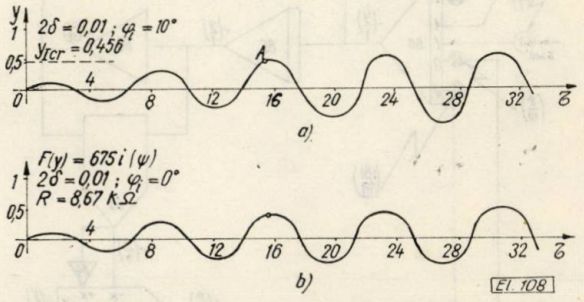


Fig. 6 a, b. Semnalul răspuns de valoare medie din CDFRS, regim permanent.

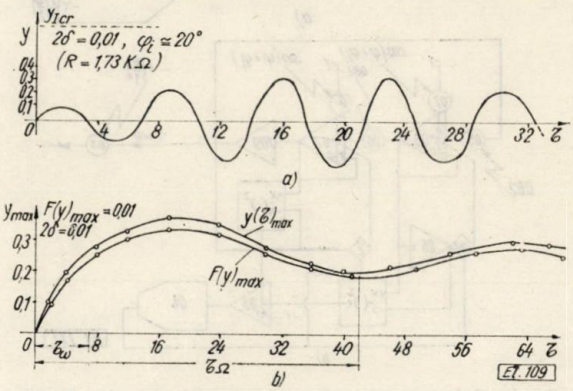


Fig. 7a, b. Semnalul răspuns slab din CDFRS, regim tranzitoriu.

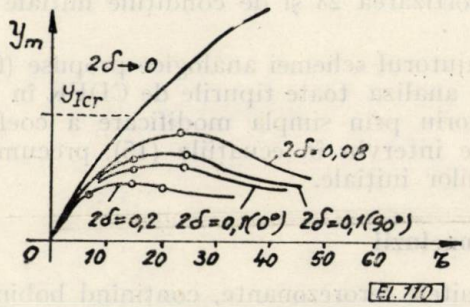


Fig. 8. Variația amplitudinii semnalului răspuns în CDFRS, funcționînd în regim tranzitoriu.

unde :

$$\left(\frac{u}{1}\right) = \left[\left(\frac{f}{1}\right)\cdot\left(\frac{f}{1}\right)\right], \left(\frac{v}{1}\right) =$$

$$= \left[\left(\frac{g}{1}\right)\cdot\left(\frac{g}{1}\right)\right], \frac{d}{d\tau}\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{1}{\lambda T}(1). \tag{24}$$

S-a conceput și realizat, pentru rezolvarea concretă a problemei propuse (15), schema analogică reprezentată în figurile 9 a, b.

Rezultatele obținute, verificate întocmai de cele determinate prin metoda numerică (fig. 5—8), pun în evidență de asemenea modul în care semnalele răspuns din CDFRS ($y(\tau)$ și $F(y)$) funcționînd în regim tranzitoriu, depind

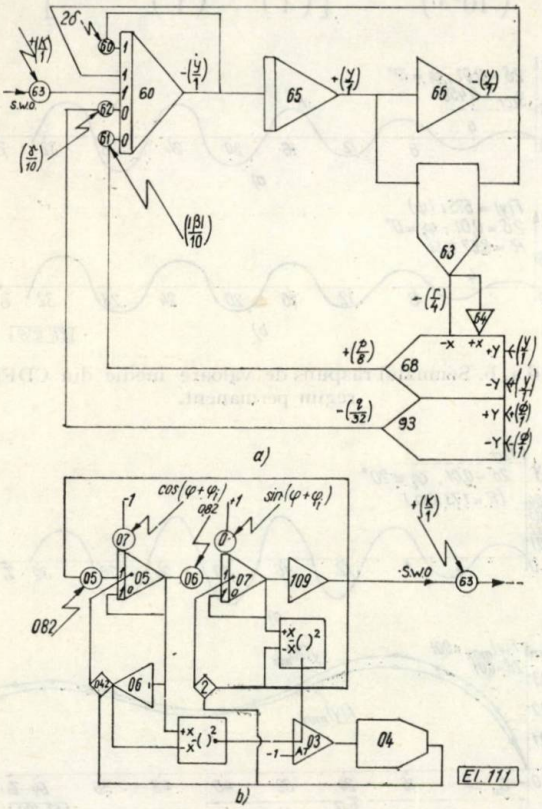


Fig. 9a, b. Schema analogică a ecuației de tip Duffing; schema bloc a generatorului de funcții sinusoidale.

de amortizarea 2δ și de condițiile inițiale φ_i și U_{C_0}.

Cu ajutorul schemei analogice propuse (fig. 9) se pot analiza toate tipurile de CDFR în regim tranzitoriu prin simpla modificare a coeficienților ce intervin în ecuațiile (15), precum și a condițiilor inițiale.

5. Concluzii

Circuitele ferorezonante, conținînd bobine neliniare cu miez de fier și condensatoare liniare, sînt foarte răspîndite în tehnică. Comportarea acestor circuite în regim permanent (static) de lucru depinde în mod esențial de regimul tranzitoriu.

Ecuația Duffing care descrie funcționarea CDFR în regim tranzitoriu se poate studia complet și cu precizie ridicată prin metode numerice și analogice de calcul. Determinarea organigramei ecuației de tip Duffing, precum și a schemei analogice, permit studiul regimului tranzitoriu în CDFR la variația parametrilor și nu a fost tratată în literatură. Prin rezolvarea numerică (folosind un calculator cifric tip Felix C—256 din dotarea CTCE Iași) s-au putut pune în evidență aplicații importante ale acestor circuite: elementul logic bistabil, sau multistabil comandat de condițiile inițiale φ_i, Ψ_0, dar în special U_{C_0} (este simplu de realizat); elementul traductor de defazaj inițial între două mărimi sinusoidale (tensiune-curent, tensiune-tensiune etc.).

Analiza regimului tranzitoriu prezintă un interes deosebit în studiul supratensiunilor și supraintensităților periculoase din instalațiile electrice, care conțin bobine neliniare și condensatoare funcționînd în regim normal de comutare, sau în regim de avarie, trăgîndu-se concluzii pentru înlăturarea lor.

Studiul CDFR în regim tranzitoriu prin metode de calcul numerice și analogice conduce imediat la numeroase aplicații practice.

Bibliografie

[1] *Dimo, P.* — Programarea în Fortran. Ed. did. și ped. București, 1971.
[2] *Hayashi, C.* Nonlinear Oscillations in Physical Systems, Mc Graw-Hill, New-York, 1964.
[3] *Hamming, R. W.* — Numerical Methods for Scientists and Engineers. Mc. Graw Hill, London, 1962.
[4] *Popescu, I.* Untersuchung des Ubergangsprozesses in zweifachen elektrischen Ferroresonanzkreis. În: Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau RDG, Heft 5, S. 49—53, 1969.
[5] *Stănciulescu, Fl.* Probleme privind electrotehnica circuitelor și mediilor neliniare, utilizînd un calculator numeric ELIOTT—4120. În: Electrotehnica **17**, nr. 1, p. 1—10, 1969.
[6] *White, M. E.* An analog computer tehnique for solving a class of nonlinear ordinary differential equations. În: IEEE Trans. on Electronic Computers, vol. **EC—15**, nr. 2, April, 1966, p. 157—164.
[7] *Yung, I. F.* Ferorezonanța. Probleme și aplicații. În: Electrical Review, 176, nr. 21, mai 1965, p. 782—785.

Intrat în redacție la 18. II. 1972

Determinarea condițiilor de tranziție de la stingerea la reaprinderea unui arc electric descris de ecuația lui Rieder și Urbanek

MIMI SASU * — București

CZ 621.3.014.31.001.25:621.316.5.064.4

1. Considerații teoretice

Este cunoscut că transformarea curentului în arc electric se face prin electronii liberi care sînt emiși de catod. În coloana pozitivă a arcului, acești electroni au posibilitatea să se unească cu ionii pozitivi și să formeze atomi și molecule neutre. De aceea, pentru a întreține arcul electric, este necesar să aibă loc o ionizare a gazului arcului, care să echilibreze pierderea de electroni. Pentru această ionizare există două posibilități : ionizarea prin șoc, ca urmare a accelerării electronilor de-a lungul parcursului liber într-un cîmp electric și ionizarea termică, prin energia cinetică a moleculelor de gaz, obținută la temperaturi înalte ale arcului, după legile teoriei cinetice a gazelor.

Interacțiunile electronilor într-o plasmă dens ionizată sînt în primul rînd interacțiuni electrice de mare întindere cu ionii atomilor sau moleculelor neutre. Procesele de ionizare și excitare a particulelor de gaz au putut fi înțelese numai după ce a apărut teoria atomului a lui Bohr.

Dacă atomul este ionizat în urma ciocnirii lui cu un electron, energia de ionizare apare pe seama energiei cinetice de mișcare a electronului care a pătruns în atom. Din această cauză, ionizarea atomului se produce numai dacă energia cinetică a electronului este destul de mare pentru a îndepărta electronii de valență. Această energie se acumulează pe baza lucrului mecanic efectuat de cîmpul electric care accelerează electronul și se exprimă prin relația [1] :

$$\frac{m_e v_e^2}{2} = eV_i. \tag{1}$$

Energia cinetică a electronului consumată pentru ionizarea unui atom poate fi, deci, indicată prin diferența de potențial echivalentă, numită și potențial de ionizare :

$$V_i = E\lambda_e. \tag{2}$$

Pe de altă parte, dacă se consideră electronii existenți în coloana de arc, în ansamblul lor, ca un „gaz electronic", se poate aplica o lege cunoscută din teoria cinetică a gazelor, în baza căreia rezultă că energia cinetică medie a electronilor este proporțională cu temperatura absolută a gazului [2] :

$$\frac{m_e v_e^2}{2} = \frac{3}{2} kT. \tag{3}$$

Relația (3) se referă, în general, la mișcarea haotică a moleculelor gazului. Pe măsură ce temperatura crește, agitația moleculelor se mărește, fiecare avînd la un moment dat o viteză particulară (ca mărime și direcție). Diferitele viteze pe care le au moleculele ascultă de o lege statistică ce arată că există o viteză cea mai probabilă. Distribuția vitezelor moleculelor unui gaz a fost studiată de Maxwell, care a arătat că probabilitatea y ca o moleculă să aibă o viteză relativă $\bar{v}_m$ este :

$$y = \frac{4}{\sqrt{\pi}} \bar{v}_m \exp(-\bar{v}_m^2). \tag{4}$$

În ipoteza comportării electronilor din coloana de arc ca un gaz electronic, se poate considera și pentru vitezele electronilor o distribuție maxwelliană.

O altă ipoteză care se face în mod obișnuit în legătură cu plasma arcului electric este aceea că ea se află în echilibru termodinamic. Se știe că plasma este o stare a gazului ionizat în care mișcarea dezordonată a electronilor predomină asupra mișcării lor orientate [2], [3]. Plasma unei descărcări în gaze se deosebește însă de o plasmă izotermă prin aceea că particulele încărcate din componența ei se află într-un cîmp electric accelerator, care reînnoiește rezerva de energie a mișcării lor haotice. Energia cinetică medie obținută în acest mod de electronii din plasma descărcării în gaze poate avea valori care să întreacă de multe ori energia cinetică a particulelor neutre ale plasmei. Dacă se consideră coloana pozitivă a arcului ca fiind formată din trei gaze, electronic, ionic și neutru, definite printr-o temperatură comună T, se poate presupune că echilibrul termic între cele trei gaze este posibil atunci cînd energia cinetică medie, cîștigată de un electron între două ciocniri succesive, este mult mai mică decît energia cinetică medie dependentă de temperatură [4] :

$$eE\lambda_e \ll \frac{3}{2} kT. \tag{5}$$

* Ing. *Mimi Sasu* este cercetător științific principal la Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (ICPE)-București.

Pe baza celor de mai sus, se poate face o distincție între o străpungere dielectrică la care ionizarea are loc prin impact electronic sub influența cîmpului electric, în condițiile $eE\lambda_e \gg kT$ și o străpungere termică, la care ionizarea se face prin coliziuni elastice și neelastice, sub influența temperaturii ridicate a gazului, în condițiile $eE\lambda_e \ll kT$ [5].

Trebuie să existe însă o regiune intermediară unde $eE\lambda_e = kT$ și în care ionizarea coloanei de arc depinde perceptibil de temperatură, fiind însă mai mare decît în cazul existenței echilibrului termic. Acest caz a fost analizat de Rieder și Urbanek [6] și din acest punct de vedere, teoria reamorsării unui arc electric prin dezechilibru termic, elaborată de ei, poate fi considerată ca o verigă între reaprinderea prin echilibru termic și străpungerea dielectrică.

Încă din 1959, Cassie [7] a atras atenția asupra posibilității ca, coloana arcului să nu rămînă în echilibru termic atunci cînd diametrul său devine mai mic decît o anumită valoare. Acest lucru se poate produce atît înainte, cît și după zeroul curentului. În ultimul caz, dacă tensiunea de restabilire crește rapid, temperatura electronilor poate să crească deasupra temperaturii ionilor și atomilor de gaz.

Teoria arcului dinamic neechilibrat a lui Rieder și Urbanek [6] se bazează, totuși, pe o condiție de cvasiechilibru deoarece se consideră pentru electroni o distribuție maxwelliană. Dacă însă după trecerea prin zero a curentului, conductanța reziduală a spațiului disruptiv este foarte scăzută, permițînd să se atingă valori foarte ridicate ale raportului $eE\lambda_e/kT$, vitezele electronilor nu mai corespund unei distribuții maxwelliene. În acest caz, conceptul de temperatură a electronilor va fi înlocuit cu mișcarea predominantă a electronilor în direcția cîmpului electric, reamorsarea arcului fiind dată de o străpungere dielectrică facilitată de temperatura reziduală [8], [9].

2. Ecuația arcului electric în formularea lui Rieder și Urbanek

Analizînd rezultatele obținute în urma măsurării curenților și tensiunilor, în perioada trecerii prin zero a curentului întrerupt, în diferite condiții experimentale, Rieder și Urbanek [6] au constatat că apar deviații relativ mari de la teoria lui Mayr. Ei au atribuit acest fapt perturbării echilibrului termic din plasma arcului datorită creșterii rapide a intensității cîmpului electric, care se produce atunci cînd tensiunea de restabilire crește rapid de-a lungul coloanei arcului rezidual, slab conductoare.

La valori suficient de ridicate ale intensității cîmpului electric în plasma arcului este posibil ca electronii să nu piardă, prin ciocniri elastice și neelastice, energia cîștigată pe parcursul unui drum liber mijlociu. În aceste condiții relația (5) nu mai este valabilă; coloana de arc nu se mai află în echilibru termic, temperatura electronilor fiind sensibil mai ridicată decît temperatura gazului. Rieder și Urbanek calculează ceea ce ar putea reprezenta această diferență, bazîndu-se pe o formulă dată de Finkelnburg și Maecker [10], conform căreia raportul temperaturilor este funcție de intensitatea cîmpului electric:

$$\frac{T_e}{T_g} = \frac{1}{2}\left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{E}{E_0}\right)^2}\right], \tag{6}$$

unde:

$$E_0 = \frac{3}{2}\sqrt{\frac{m_e}{m_g}}\,\frac{\mathrm{sh}}{e}. \tag{7}$$

În astfel de plasme, care nu sînt în echilibru termic ($T_e > T_g$), dar în care se presupune că vitezele electronilor au o distribuție maxwelliană, densitatea electronilor N_e depinde, în cea mai mare măsură, de creșterea temperaturii electronilor. Pe de altă parte, în cîmpurile electrice de intensitate mare, mobilitatea electronilor b_e crește, de asemenea, cu intensitatea cîmpului.

În lucrarea menționată [6], conductanța electrică a unei coloane de plasmă omogenă este definită prin relația:

$$G = eN_e b_e \frac{A}{l}, \tag{8}$$

fiind funcție nu numai de temperatura gazului, așa cum au presupus Cassie [11], [12] și Mayr [13], [14] ci, în aceeași măsură, de intensitatea cîmpului electric.

Pornind de la ecuația (8) și ținînd seamă și de relațiile de definiție a densității și mobilității electronilor, Rieder și Urbanek au efectuat o serie de calcule, în urma cărora au obținut o ecuație a arcului electric de tipul:

$$\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t} = \alpha \left.\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t}\right|_{\text{Mayr}} + \beta \frac{\mathrm{d}(E/E_0)}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{d}\ln (A/l)}{\mathrm{d}t}. \tag{9}$$

Coeficienții α și β depind de caracteristicile atomice ale gazului, de temperatura coloanei de arc la un moment oarecare și de gradientul de tensiune de-a lungul coloanei arcului electric.

Dacă se presupune că raportul A/l rămîne aproximativ constant în intervalul de timp în care se studiază fenomenul de întrerupere, ecuația (9) capătă forma:

$$\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t} = \alpha \left.\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t}\right|_{\text{Mayr}} + \beta \frac{\mathrm{d}\,(E/E_0)}{\mathrm{d}t}. \tag{10}$$

În lucrarea [15] este prezentată metoda stabilită de autor pentru rezolvarea ecuației lui Rieder și Urbanek pe un calculator analogic și se analizează o serie de rezultate, obținute în

urma unui studiu amplu efectuat cu ajutorul calculatorului, cu privire la influența gradientului de potențial din coloana arcului electric și a tensiunii sursei din circuitul de întrerupere asupra fenomenelor de stingere și de reaprindere a unui arc electric cu reacție.

În cele ce urmează se prezintă pe scurt metoda de calcul utilizată pentru soluționarea arcului electric și cîteva rezultate inedite de calcul. În continuare se prezintă rezultatele obținute în urma studierii pe un calculator analogic a condițiilor la limită, în raport cu anumiți parametri, atașate regimului de stingere și celui de reaprindere a arcului.

3. O modalitate de soluționare a ecuației lui Rieder și Urbanek

Ecuația (10) a arcului electric poate fi scrisă sub forma [15]:

$$\frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t} = \alpha_0 \frac{\mathrm{d}\ln g}{\mathrm{d}t} - \beta_0 \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}, \qquad (11)$$

unde, cu $\frac{\mathrm{d}\ln g}{\mathrm{d}t}$ s-a notat termenul corespunzător ecuației arcului a lui Mayr, dat de relația:

$$\frac{\mathrm{d}\ln g}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\ln G}{\mathrm{d}t}\bigg|_{\text{Mayr}} = -\frac{1}{\vartheta} + \frac{1}{\vartheta P_0} ui, \qquad (12)$$

iar coeficienții α_0 și β_0 au expresiile:

$$\alpha_0 = \frac{2}{\eta + 1}\left[1 + \frac{4(\eta - 1)}{3 + (2W_i/kT_g)}\right] \qquad (13)$$

$$\beta_0 = -\frac{\sqrt{\eta(\eta-1)}}{2E_0\,(2\eta-1)\,(\eta+1)^2}\left[5\ln W_i\left(\frac{2\pi m_e}{\eta^2}\right)^{3/5} h^{-2/5} + \frac{2W_i}{kT_g} - 5\ln\frac{W_i}{kT_g} + 3\ln\eta + \frac{(2\eta-1)(\eta+1)}{\eta}\right], \qquad (14)$$

unde:

$$\eta = \frac{T_e}{T_g};\quad W_i = eV_i. \qquad (15)$$

Întrucît ecuația (11) este formată din funcții implicite, explicitarea fiind practic imposibilă, pentru rezolvarea ei s-a utilizat metoda discretizării în raport cu parametrul η, în scopul determinării alurii curbelor coeficienților variabili $\alpha_0\,[\eta(E)]$ și $\beta_0\,[\eta(E)]$. În funcție de forma de variație a acestor coeficienți, precum și de celelalte ecuații necesare pentru a obține un sistem de ecuații univoc determinat, se pot stabili, cu ajutorul calculatorului analogic, alurile de variație în timp a funcțiilor-soluții pentru diferite valori ale parametrului $\eta(E)$.

În lucrarea [15] sînt prezentate alurile de variație ale lui $\alpha_0(\eta)$ și $\beta_0(\eta)$ și separat, caracteristica de variație a raportului temperaturilor $\eta = T_e/T_g$, în funcție de intensitatea cîmpului electric E, calculate pentru cazul unui arc electric în azot la o anumită presiune.

Deoarece, așa cum se poate vedea din ecuațiile (6), (7) și (14), atît η cît și β_0 sînt dependenți de presiunea h a gazului, autorul a încercat să determine prin calcul influența presiunii h asupra acestor parametri variabili. Calculul a fost efectuat cu ajutorul unui calculator numeric de birou Hewlett Packard 9100 B pentru $\eta[1{,}5]$, cu pasul $\Delta\eta = 0{,}05$ și $\eta\ [1,\ 1{,}5]$, cu pasul $\Delta\eta = 0{,}01$, în șase variante de calcul: $h = 1;\ 5;\ 10;\ 15;\ 20;\ 25$ atm. Diagramele din figurile 1 și 2 sintetizează rezultatele obținute în ultimele patru variante.

În figura 1 sînt reprezentate curbele de variație a coeficientului $\beta_0\ (\eta)$ pentru h = parametru. Din figura 1a se observă că presiunea gazului nu influențează calitativ alurile de variație a lui $\beta_0(\eta)$, toate cele patru curbe prezentînd cîte un front exponențial rapid crescător și un alt front exponențial lent descrescător către zero. Valoarea maximă a lui $\beta_0(\eta)$ depinde însă de presiunea h, fiind cu atît mai mică cu cît presiunea este mai mare.

Pentru claritate, figura 1b redă prima parte a caracteristicilor $\beta_0(\eta)$ din figura 1a, la o scară extinsă pe axa absciselor.

Caracteristicile de variație a raportului T_e/T_g, în funcție de intensitatea cîmpului electric din coloana de arc, luînd ca parametru presiunea gazului, sînt reprezentate în figura 2. Atît din figura 2a și din figura 2b (corespunzătoare figurilor 1a și 1b) se vede că panta de creștere a lui $\eta(E)$ este cu atît mai mică cu cît presiunea gazului este mai mare.

Dacă se presupune că temperatura gazului T_g rămîne practic constantă și, implicit, că ceea ce variază atunci cînd variază η este temperatura electronilor T_e, rezultă că la o anumită valoare a gradientului de potențial din coloana de arc, temperatura electronilor va depăși cu atît mai mult temperatura gazului, cu cît presiunea acestuia va fi mai mică.

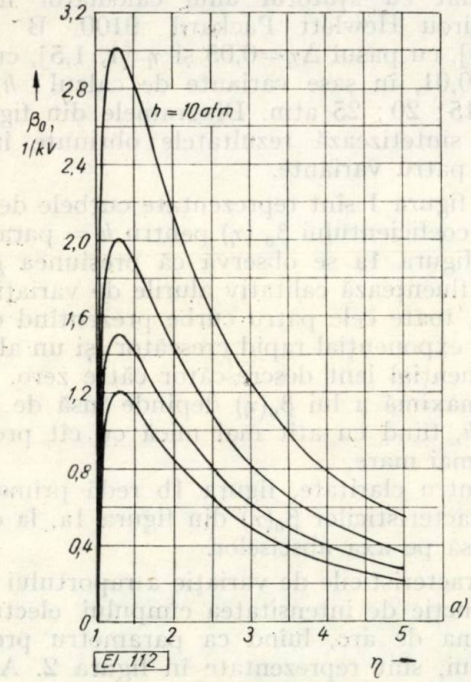
Altfel spus, atunci cînd intensitatea cîmpului electric crește mult, probabilitatea apariției unui dezechilibru termic în plasma arcului este mai mică în cazul unor presiuni mari ale gazului.

4. Interacțiunea dintre arcul electric și circuitul întrerupt

Eventualitatea stingerii sau reamorsării arcului electric, după trecerea prin zero a curentului, depinde de viteza cu care se produce deionizarea coloanei de arc și de viteza de creștere a tensiunii tranzitorii de restabilire. Întrucît viteza de creștere a tensiunii tranzitorii de restabilire depinde însă de parametrii electrici ai circuitului întrerupt, analiza comportării dina-

mice a arcului trebuie făcută ținînd seama de interacțiunea dintre arc și circuit.

Dată fiind neliniaritatea ecuației arcului electric, pentru a facilita calculele se consideră, în mod obișnuit, circuite simple LC fără rezis-



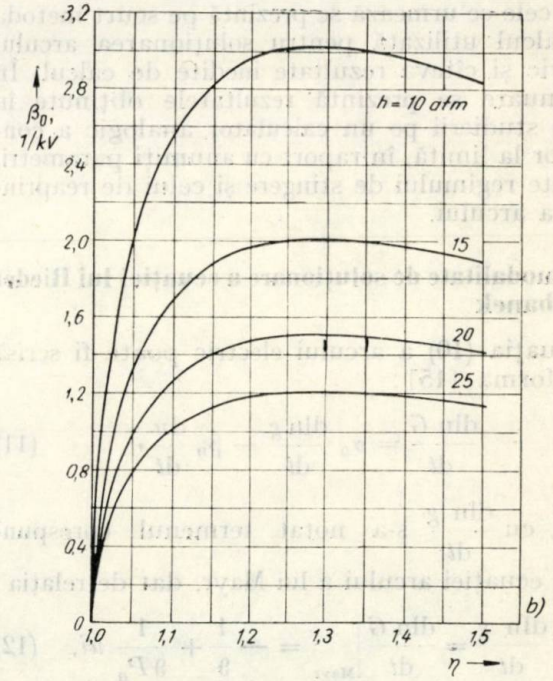


Fig. 1. Variația coeficientului β_0 în funcție de parametrul $\eta = T_e / T_g$, pentru diferite presiuni h ale gazului.

tențe de amortizare a tensiunii tranzitorii de restabilire [16—24]. Schema unui astfel de circuit de întrerupere este reprezentată în figura 3. În această schemă întreruptorul a fost înlocuit prin conductanța variabilă a intervalului disruptiv.

Considerînd circuitul de întrerupere ca fiind cu preponderență inductiv, rezultă că tensiunea sursei va fi defazată cu aproximativ $\pi/2$ înaintea curentului de scurtcircuit. În vecinătatea trecerii curentului prin zero, tensiunea de alimentare u_s va avea, deci, valoarea de vîrf $\hat{U} = \sqrt{2}U$. Se poate presupune că această tensiune se menține constantă în intervalul de timp în care se decide semnul bilanțului energetic din coloana de arc. În aceste condiții, pentru circuitul echivalent de întrerupere, din figura 3, se pot scrie următoarele două ecuații diferențiale :

$$L\frac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} + u = \hat{U}, \tag{16}$$

$$C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} + Gu = i_s, \tag{17}$$

la care trebuie să se asocieze ecuația conductanței variabile $G = G(t)$ a arcului electric.

5. Relațiile de calcul și modelarea lor

Pe baza ecuațiilor (11), (12), (16) și (17), s-a alcătuit un sistem de ecuații adecvat rezolvării pe calculator :

$$\frac{\mathrm{d}\ln G(t)}{\mathrm{d}t} = \alpha_0 \frac{\mathrm{d}\ln g(t)}{\mathrm{d}t} - \beta_0 \frac{du(t)}{\mathrm{d}t}$$

$$\frac{\mathrm{d}\ln g(t)}{\mathrm{d}t} = -\frac{1}{\vartheta} + \frac{1}{\vartheta P_0} u(t)\, i(t)$$

$$\frac{\mathrm{d}u(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{C} i_s(t) - \frac{1}{C} G(t)\, u(t)$$

$$\frac{\mathrm{d}i_s(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{\hat{U}}{L} - \frac{1}{L} u(t) \tag{18}$$

$$\frac{\mathrm{d}G(t)}{\mathrm{d}t} = G(t)\frac{\mathrm{d}\ln G(t)}{\mathrm{d}t}$$

$$i(t) = G(t)\, u(t)$$

$$p(t) = u(t)\, i(t)$$

cu următoarele condiții inițiale :

$$G(t_0+) = G_0\,;\; u(t_0+) = 0\,;\; i_s(t_0+) = 0. \tag{19}$$

Sistemul de ecuații (18), care constituie modelul matematic de bază, conține și cîteva relații de legătură care permit, de exemplu, să se

obțină variațiile în timp ale curentului post-arc sau ale puterii dezvoltate în arc după trecerea prin zero a curentului întrerupt. Pentru rezolvarea pe calculator a sistemului de ecuații (18) s-a considerat indicat să se utilizeze mărimile

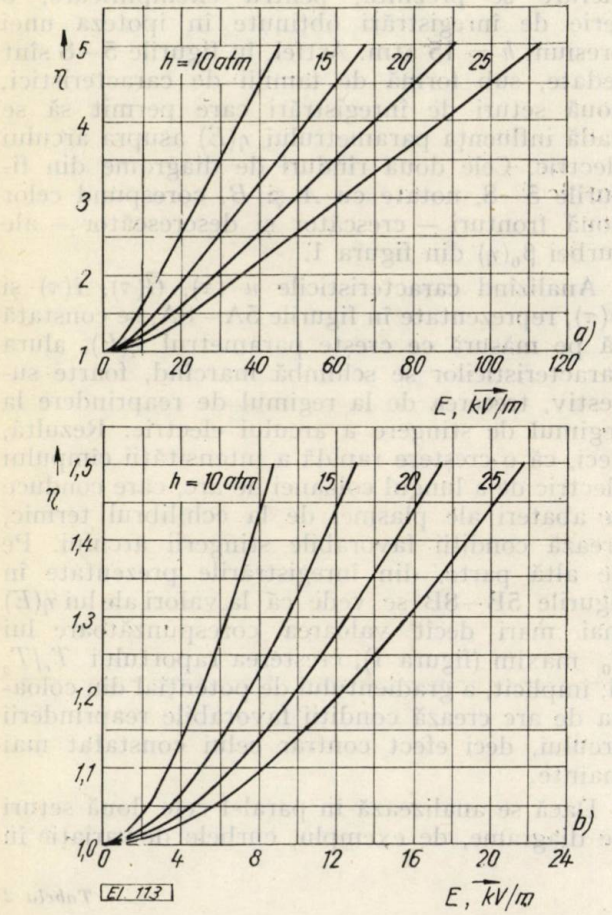


Fig. 2. Variația parametrului $\eta = T_e/T_g$ în funcție de intensitatea cîmpului electric E, pentru diferite presiuni h ale gazului.

normate date în tabela 1 și s-au folosit notațiile :

$$K_a = \frac{\sqrt{LC}}{\vartheta}; \quad K_b = \frac{\hat{U}^2 C}{P_0 \vartheta}; \quad \gamma_0 = \hat{U}\,\beta_0(\eta). \qquad (20)$$

S-a obținut, astfel, modelul matematic pentru calculator sub forma unui sistem de ecuații

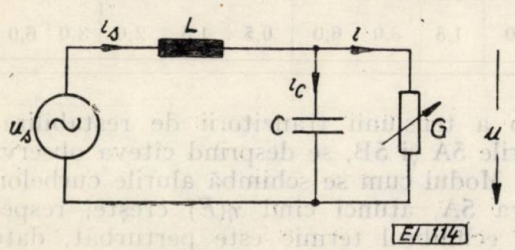


Fig. 3. Schema echivalentă de întrerupere a unui circuit electric de curent alternativ.

Tabela 1

Corespondența dintre variabilele reale și variabilele calculatorului

τ	$\bar{G}$	$\bar{g}$	$\bar{u}$	$\bar{i}_s$	$\bar{i}$	$\bar{p}$
$\frac{t}{\sqrt{LC}}$	$G\sqrt{\frac{L}{C}}$	$g\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\frac{u}{\hat{U}}$	$\frac{i_s}{\hat{U}\sqrt{L/C}}$	$\frac{i}{\hat{U}\sqrt{L/C}}$	$\frac{p}{\hat{U}^2\sqrt{L/C}}$

adimensional :

$$\frac{d \ln \bar{G}(\tau)}{d\tau} = \alpha_0 \frac{d \ln \bar{g}(\tau)}{d\tau} - \gamma_0 \frac{d\bar{u}(\tau)}{d\tau}$$

$$\frac{d \ln \bar{g}(\tau)}{d\tau} = -K_a + K_b\,\bar{u}(\tau)\,\bar{i}(\tau)$$

$$\frac{d\bar{u}(\tau)}{d\tau} = \bar{i}_s(\tau) - \bar{G}(\tau)\,\bar{u}(\tau)$$

$$\frac{d\,\bar{i}_s(\tau)}{d\tau} = 1 - \bar{u}(\tau) \qquad (21)$$

$$\frac{d\,\bar{G}(\tau)}{d\tau} = \bar{G}(\tau)\,\frac{d \ln \bar{G}(\tau)}{d\tau}$$

$$\bar{i}(\tau) = \bar{u}(\tau)\,\bar{i}(\tau)$$

$$\bar{p}(\tau) = \bar{u}(\tau)\,\bar{i}(\tau),$$

condițiile inițiale în mărimi normate fiind :

$$\bar{G}(\tau_0+) = \bar{G}_0; \; \bar{u}(\tau_0+) = 0; \; \bar{i}_s(\tau_0+) = 0. \qquad (22)$$

În figura 4 s-a reprezentat schema de modelare corespunzătoare sistemului de ecuații (21). În afară de blocurile operaționale de calcul obiș-

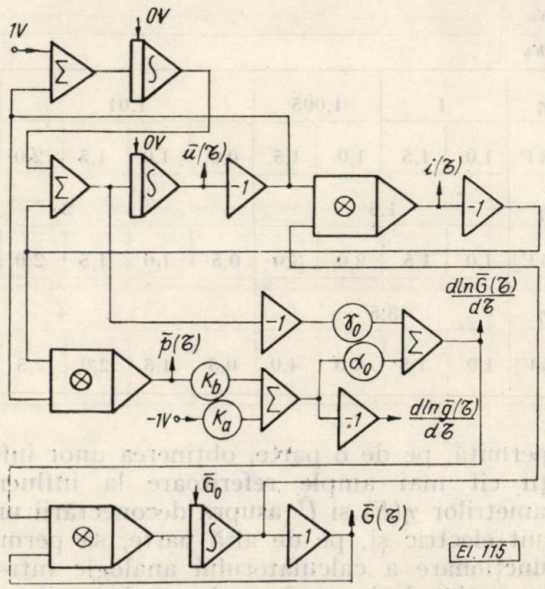


Fig. 4. Schema de modelare a unui arc electric descris prin ecuația lui Rieder și Urbanek.

nuite, de tip inversor, sumator sau integrator, ea conține și trei blocuri de multiplicare.

Modelul matematic (22) a fost transpus pe un calculator analogic MEDA 81 T. În schema de modelare reală, pentru realizarea celor trei produse indicate de ultimele ecuații ale sistemului (21) s-a folosit un servomultiplicator SENAS 2/10. Trebuie precizat că asigurarea unor condiții normale de funcționare a acestui dispozitiv a impus o încetinire a procesului pe calculator. În acest scop, timpul normat τ din modelul matematic (22) a fost dilatat de 10 ori.

6. Date de calcul și rezultatele obținute

Influența coeficienților adimensionali K_a și K_b din modelul matematic (21), asupra regimului de tranziție de la un regim de stingere la unul de reaprindere, a arcului electric, a fost analizată într-o altă lucrare [25]. Din această cauză, în cercetarea care a stat la baza acestei lucrări, s-a urmărit îndeosebi să se determine influența coeficienților $\alpha_0(\eta)$ și $\gamma_0(\eta, \hat{U})$, respectiv a parametrilor $\eta(E)$ și $\hat{U}$.

În urma experiențelor, efectuate cu ajutorul calculatorului analogic, s-a stabilit că pentru studierea condițiilor la limită, în raport cu parametrii $\eta(E)$ și $\hat{U}$, atașate celor două regimuri — de stingere și de reaprindere — ale arcului, este convenabil ca între coeficienții K_a și K_b să existe relația $K_a = K_b$.

În tabela 2 se prezintă o serie de variante de calcul, în care a fost rezolvat sistemul de ecuații (21). Datele de calcul au fost astfel alese încît

6.1. Influența intensității cîmpului electric asupra deconectării circuitului

Dintre soluțiile furnizate de calculator în variantele de calcul din tabela 2, în această lucrare se prezintă, pentru exemplificare, o serie de înregistrări obținute în ipoteza unei presiuni $h = 15$ atm. Astfel, în figurile 5—8 sînt redate, sub formă de familii de caracteristici, două seturi de înregistrări care permit să se vadă influența parametrului $\eta(E)$ asupra arcului electric. Cele două rînduri de diagrame din figurile 5—8, notate cu A și B, corespund celor două fronturi — crescător și descrescător — ale curbei $\beta_0(\eta)$ din figura 1.

Analizînd caracteristicile $\bar{u}$ (τ), $\bar{G}(\tau)$, $\bar{i}(\tau)$ și $\bar{p}(\tau)$, reprezentate în figurile 5A—8A, se constată că pe măsură ce crește parametrul $\eta(E)$, alura caracteristicilor se schimbă marcînd, foarte sugestiv, trecerea de la regimul de reaprindere la regimul de stingere a arcului electric. Rezultă, deci, că o creștere rapidă a intensității cîmpului electric de-a lungul coloanei de arc, care conduce la abateri ale plasmei de la echilibrul termic, crează condiții favorabile stingerii arcului. Pe de altă parte, din înregistrările prezentate în figurile 5B—8B se vede că la valori ale lui $\eta(E)$ mai mari decît valoarea corespunzătoare lui β_0 maxim (figura 1), creșterea raportului T_e/T_g și, implicit, a gradientului de potențial din coloana de arc crează condiții favorabile reaprinderii arcului, deci efect contrar celui constatat mai înainte.

Dacă se analizează în paralel cele două seturi de diagrame, de exemplu, curbele de variație în

Tabela 2

Trecerea de la stingerea la reaprinderea arcului

K_a	1																					
K_b	1																					
η	1		1,005		1,01				1,02				1,05				1,25					
$\hat{U}$ [kV]	1,0	1,5	1,0	1,5	0,5	1,0	1,5	2,0	0,5	1,0	1,5	2,0	0,5	1,0	1,5	2,0	1,0	1,5	1,5	2,0		
η	1,5				2						2,5				3							
$\hat{U}$ [kV]	1,0	1,5	2,0	3,0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	1,0	1,5	2,0	3,0	0,5	1,5	2,5	3,0	4,0	5,0		
η	3,5				4						4,5				5							
$\hat{U}$ [kV]	1,0	1,5	2,5	4,0	0,5	1,5	2,0	2,5	5,0	10	1,0	1,5	3,0	6,0	0,5	1,5	2,0	3,0	6,0	12		

să permită, pe de o parte, obținerea unor informații cît mai ample referitoare la influența parametrilor $\eta(E)$ și $\hat{U}$ asupra deconectării unui circuit electric și, pe de altă parte, să permită o funcționare a calculatorului analogic într-un regim optim de lucru, în vederea obținerii unor înregistrări cît mai clare.

timp a tensiunii tranzitorii de restabilire din figurile 5A și 5B, se desprind cîteva observații:

a) Modul cum se schimbă alurile curbelor din figura 5A, atunci cînd $\eta(E)$ crește, respectiv, cînd echilibrul termic este perturbat, datorită unei viteze mari de creștere a tensiunii tranzitorii de restabilire (care are ca efect o creștere

a gradientului de potențial din coloana de arc) este în concordanță cu teoria dezechilibrului termic a lui Rieder și Urbanek.

b) Pe măsură ce $\eta(E)$ crește, alurile de variație a tensiunii de restabilire încep să nu mai fie

c) Modul aparent contradictoriu de comportare a arcului electric, ilustrat de caracteristicile tensiunii tranzitorii de restabilire din figura 5B, ar putea fi interpretat și altfel. Așa de pildă, faptul că arcul se reaprinde la valori ale lui

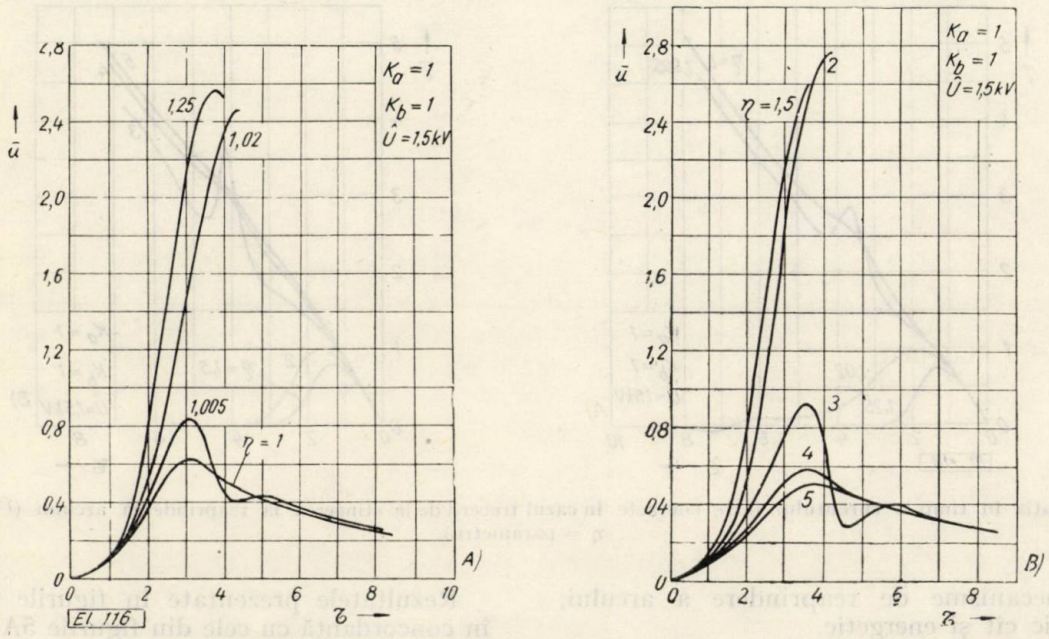


Fig. 5. Variația în timp a tensiunii între contactele întreruptorului în cazul trecerii de la stingerea la reaprinderea arcului ($\hat{U}$ = constant; η = parametru).

conforme cu teoria lui Rieder și Urbanek. Acest lucru poate fi interpretat în sensul că, pentru cazul analizat, ecuația arcului a lui Rieder și Urbanek presupune abateri, de la echilibrul termic, numai de ordinul zecilor de procente,

$\eta > 2$, și implicit la valori mari ale intensității cîmpului electric, poate fi atribuit unei străpungeri dielectrice. În timp ce pentru valori ale lui η în jurul echilibrului termic apare o reaprindere termică a arcului (fig. 5A), la valori mari

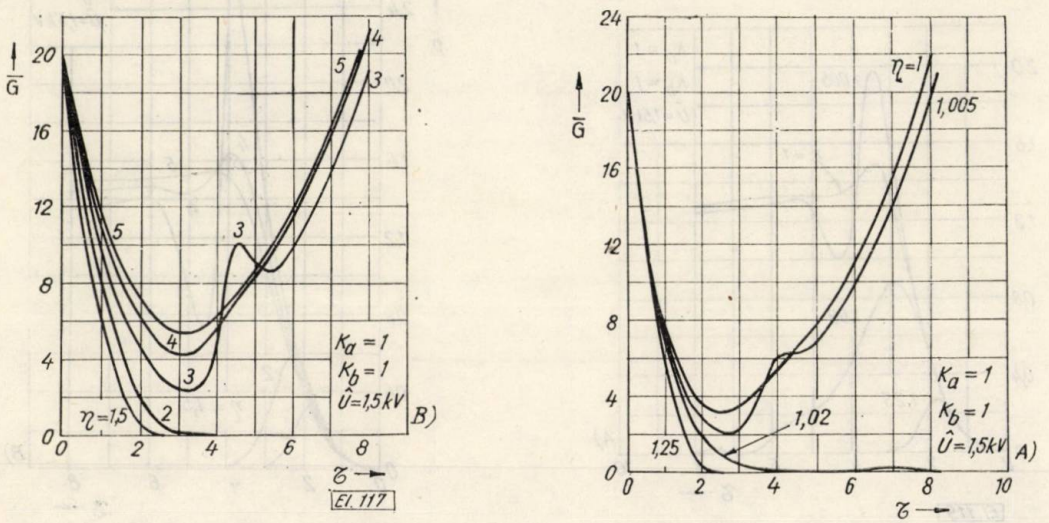


Fig. 6. Variația în timp a conductanței între contacte în cazul trecerii de la stingerea la reaprinderea arcului ($\hat{U}$ = constant; η = parametru).

ceea ce implică o alură de variație a coeficientului $\beta_0(\eta)$ caracterizată doar prin frontul anterior (figura 1).

ale lui η și implicit ale intensității cîmpului electric din coloana de arc se produce o reaprindere dielectrică (fig. 5B).

Din acest punct de vedere s-ar putea spune că ecuația arcului electric a lui Rieder și Urbanek are un caracter de generalitate mai mare, întrucît este posibil ca ea să descrie matematic (evident, cu o serie de ipoteze simplificatoare), K_b, η), pe măsură ce crește tensiunea $\hat{U}$ se creează condiții pentru trecerea arcului electric de la un regim de reaprindere, la un regim de stingere. Creșterea tensiunii sursei acționează, deci, favorabil asupra deconectării circuitului.

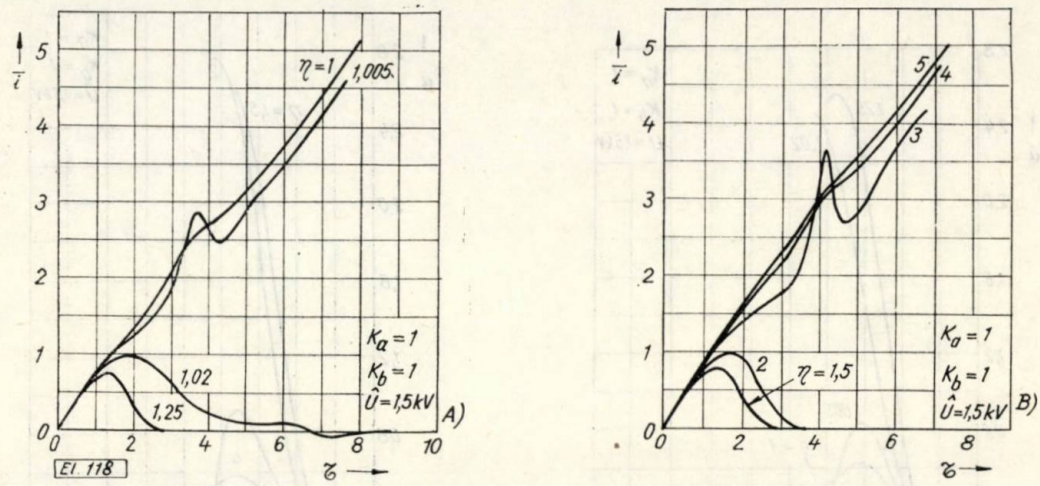


Fig. 7. Variația în timp a curentului între contacte în cazul trecerii de la stingerea la reaprinderea arcului ($\hat{U}$ = constant; η = parametru).

ambele mecanisme de reaprindere a arcului, atît electric cît și energetic.

6.2. Influența tensiunii sursei și a presiunii gazului de arc asupra deconectării circuitului.

Influența tensiunii sursei din circuitul de întrerupere asupra condițiilor de stabilitate a arcului electric poate fi analizată pe baza familiilor de

Rezultatele prezentate în figurile 9—12 sînt în concordanță cu cele din figurile 5A—8A, ceea ce este explicabil, întrucît tensiunea aplicată circuitului este cea care determină, în ultimă instanță, gradientul de potențial din coloana de arc.

Pe de altă parte, rezultatele prezentate în figurile 9—12 indică o influență a tensiunii $\hat{U}$

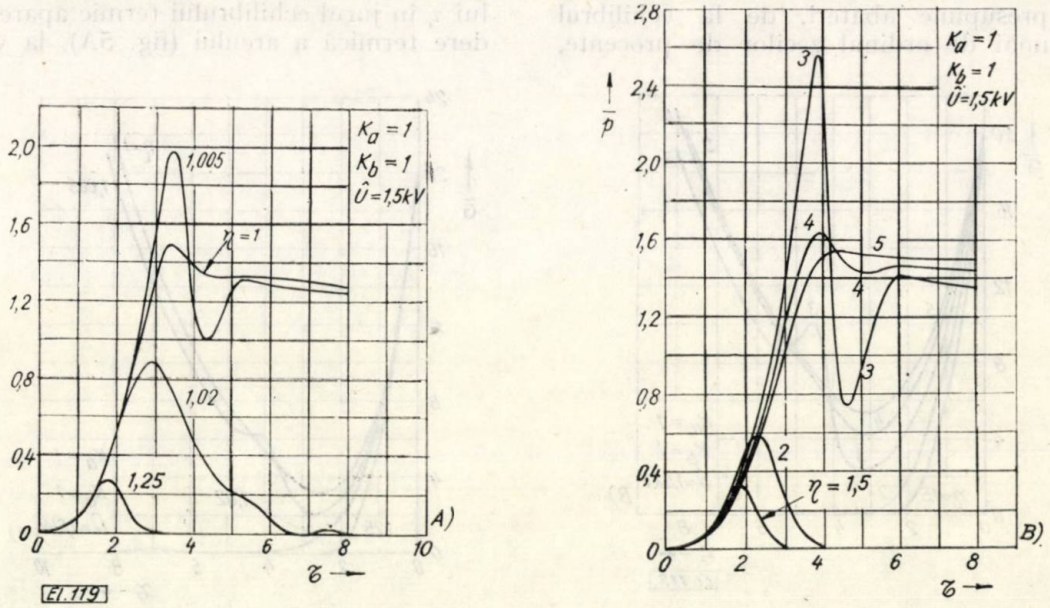


Fig. 8. Variația în timp a puterii dezvoltate între contacte în cazul trecerii de la stingerea la reaprinderea arcului ($\hat{U}$ = constant; η = parametru).

caracteristici $\bar{u}(\tau)$, $\bar{i}(\tau)$, $\bar{G}(\tau)$ și $\bar{p}(\tau)$, prezentate în figurile 9—12. Se vede cu ușurință că, dacă se presupun constanți ceilalți parametri (K_a, asupra condițiilor de stabilitate a arcului, diferită de cea obținută în cazul modelării arcului electric cu ajutorul ecuației lui Mayr [25]. Acest

fapt este normal, deoarece la viteze mari de variație ale tensiunii tranzitorii de restabilire, fenomenele care au loc la zeroul curentului nu mai pot fi descrise corect pe baza ecuației lui

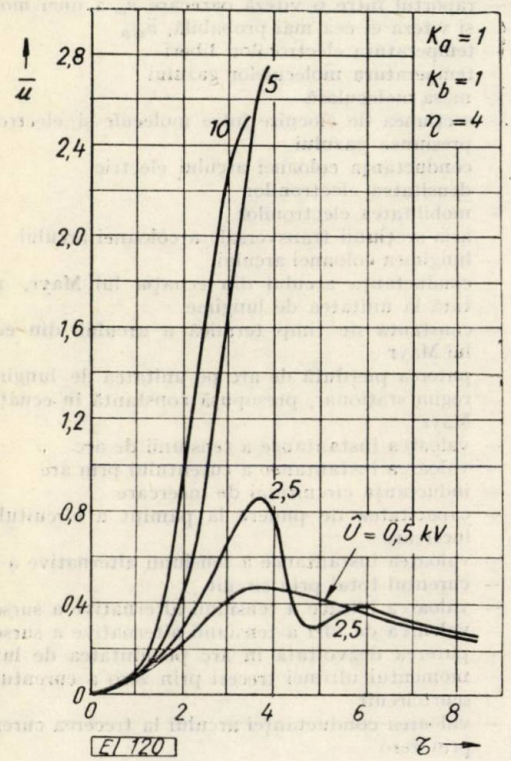


Fig. 9. Variația în timp a tensiunii între contactele întreruptorului în cazul trecerii de la stingere la reaprindere (η = constant; $\hat{U}$ = parametru).

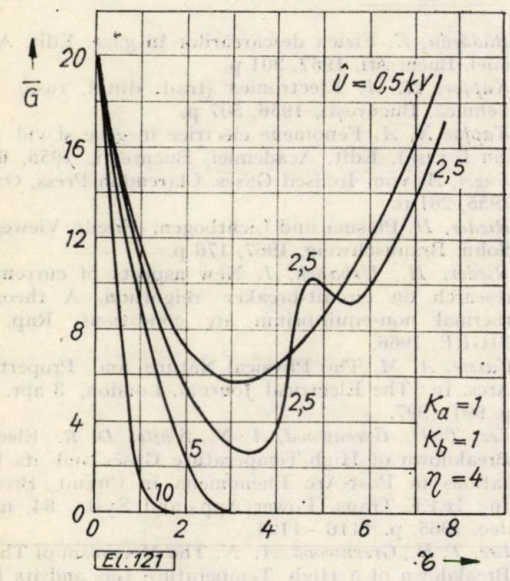


Fig. 10. Variația în timp a conductanței între contacte în cazul trecerii de la stingere la reaprindere (η = constant; $\hat{U}$ = parametru).

Mayr, ci trebuie utilizată ecuația lui Rieder și Urbanek.

Relativ la influența presiunii gazului de arc asupra fenomenelor care au loc la trecerea curentului prin zero, calculele efectuate cu ajutorul calculatorului analogic au arătat că mărirea presiunii h are ca efect mărirea șanselor de reaprindere termică a arcului. Faptul este explicabil

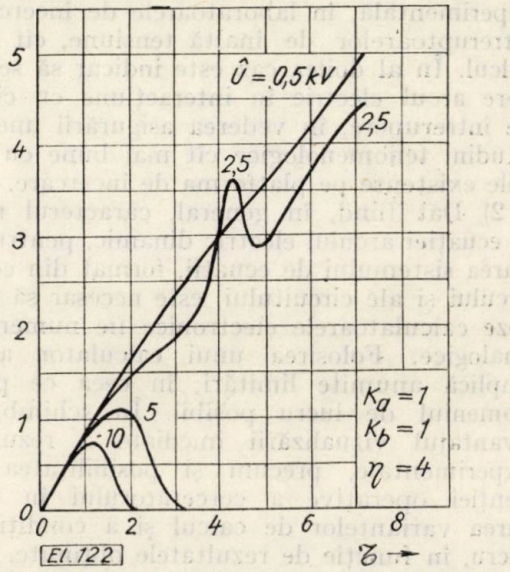


Fig. 11. Variația în timp a curentului între contacte în cazul trecerii de la stingere la reaprindere (η = constant; $\hat{U}$ = parametru).

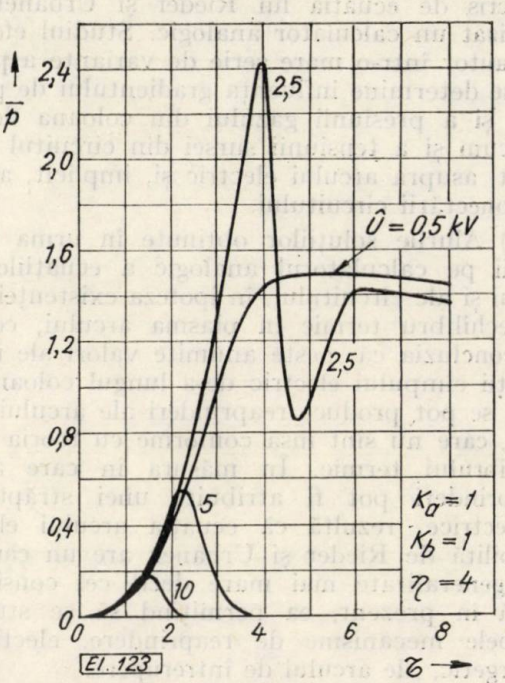


Fig. 12. Variația în timp a puterii dezvoltate între contacte în cazul trecerii de la stingere la reaprindere (η = constant; $\hat{U}$ = parametru).

deoarece, așa cum rezultă din figura 2, dezechilibrul termic este mai mic în cazul presiunilor mari, iar rezultatele de calcul analizate mai înainte au arătat că, în anumite condiții, o mărire a dezechilibrului termic din plasma arcului facilitează stingerea arcului și deci, deconectarea circuitului.

7. Concluzii

1) Studiul fenomenelor care au loc la trecerea curentului prin zero se poate face atît pe cale experimentală, în laboratoarele de încercări ale întreruptoarelor de înaltă tensiune, cît și prin calcul. În al doilea caz este indicat să se considere arcul electric în interacțiune cu circuitul de întrerupere, în vederea asigurării unei similitudini fenomenologice cît mai bune cu condițiile existente pe platforma de încercare.

2) Dat fiind, în general, caracterul neliniar al ecuației arcului electric dinamic, pentru rezolvarea sistemului de ecuații, format din ecuațiile arcului și ale circuitului, este necesar să se utilizeze calculatoarele electronice fie numerice, fie analogice. Folosirea unui calculator analogic implică anumite limitări, în ceea ce privește domeniul de lucru posibil. În schimb, oferă avantajul vizualizării imediate a rezultatelor experimentale, precum și posibilitatea intervenției operative a cercetătorului în modificarea variantelor de calcul și a condițiilor de lucru, în funcție de rezultatele obținute.

3) Pentru analiza condițiilor existente la limita dintre cele două regimuri distincte, de reaprindere și de stingere, ale unui arc electric cu reacție, descris de ecuația lui Rieder și Urbanek, s-a utilizat un calculator analogic. Studiul efectuat de autor într-o mare serie de variante a permis să se determine influența gradientului de potențial și a presiunii gazului din coloana de arc, precum și a tensiunii sursei din circuitul întrerupt, asupra arcului electric și, implicit, asupra deconectării circuitului.

4) Alurile soluțiilor obținute în urma rezolvării pe calculatorul analogic a ecuațiilor arcului și ale circuitului, în ipoteza existenței unui dezechilibru termic în plasma arcului, conduc la concluzia că, peste anumite valori ale intensității cîmpului electric de-a lungul coloanei de arc, se pot produce reaprinderi ale arcului electric, care nu sînt însă conforme cu teoria dezechilibrului termic. În măsura în care aceste reaprinderi pot fi atribuite unei străpungeri dielectrice, rezultă că ecuația arcului electric stabilită de Rieder și Urbanek are un caracter de generalitate mai mare decît cel considerat pînă în prezent, ea permițînd să se studieze ambele mecanisme de reaprindere, electric și energetic, ale arcului de întrerupere.

Notații folosite

m_e — masa electronului
v_e — viteza medie (pătratică) a unui electron
e — sarcina electronului
V_i — diferența de potențial dintre capetele drumului parcurs de electron în cîmpul electric accelerator, denumită și potențial de ionizare
W_i — energia de ionizare
E — intensitatea cîmpului electric accelerator
λ_e — lungimea parcursului liber mediu al unui electron între două ciocniri succesive
k — constanta lui Boltzmann
T — temperatura comună a diferitelor tipuri de particule de gaz
y — probabilitatea ca o moleculă să aibă o anumită viteză relativă $\bar{v}_m$
$\bar{v}_m$ — raportul între o viteză oarecare $\bar{v}_m$ a unei molecule și viteza ei cea mai probabilă, $\bar{v}_{mp}$
T_e — temperatura electronilor liberi
T_g — temperatura moleculelor gazului
m_g — masa moleculară
s — secțiunea de ciocnire între molecule și electroni
h — presiunea gazului
G — conductanța coloanei arcului electric
N_e — densitatea electronilor
b_e — mobilitatea electronilor
A — aria secțiunii transversale a coloanei arcului
l — lungimea coloanei arcului
g — conductanța arcului din ecuația lui Mayr, raportată la unitatea de lungime
v — constanta de timp termică a arcului din ecuația lui Mayr
P_0 — puterea pierdută de arc pe unitatea de lungime, în regim staționar, presupusă constantă în ecuația lui Mayr
u — valoarea instantanee a tensiunii de arc
i — valoarea instantanee a curentului prin arc
L — inductanța circuitului de încercare
C — capacitatea de punere la pămînt a circuitului de încercare
u_s — valoarea instantanee a tensiunii alternative a sursei
i_s — curentul total prin circuit
U — valoarea eficace a tensiunii alternative a sursei
$\hat{U}$ — valoarea de vîrf a tensiunii alternative a sursei
p — puterea dezvoltată în arc pe unitatea de lungime
t_0 — momentul ultimei treceri prin zero a curentului de scurtcircuit
G_0 — valoarea conductanței arcului la trecerea curentului prin zero
$t, G, g, u, i_s, i, p, t_0, G_0$ — mărimi reale
$\tau, G, g, \bar{u}, \bar{i}_s, \bar{i}, \bar{p}, \tau_0, \bar{G}_0$ — mărimi normate

Bibliografie

[1] *Bădărău, E.* Fizica descărcărilor în gaze. Edit. Academiei, București, 1957, 301 p.
[2] *Kapțov, N. A.* Electronica (trad. din l. rusă). Edit. Tehnică, București, 1956, 507 p.
[3] *Kapțov N. A.* Fenomene electrice în gaze și vid (trad. din l. rusă). Edit. Academiei, București, 1955, 685 p.
[4] *Engel, A.* von. Ionised Gases. Clarendon Press, Oxford, 1955, 281 p.
[5] *Rieder, H.* Plasma und Lichtbogen. Friedr. Vieweg und Sohn, Braunschweig, 1967, 176 p.
[6] *Rieder, H., Urbanek, I.* New aspects of current-zero research on circuit-breaker reignition. A theory of thermal non-equilibrium arc conditions. Rap. 107, CIGRÉ, 1966.
[7] *Cassie, A. M.* The Physical Nature and Properties of Arcs. În : The Electrical Journal, London, 3 apr. 1959, p. 991—997.
[8] *Lee, T. H., Greenwood, A. N., White, D. R.* Electrica-Breakdown of High-Temperature Gases and its Impli. cations in Post-Arc Phenomena in Circuit Breakers. În : IEEE Trans. Power App. and Syst., **84**, nr. 121 dec. 1965, p. 1116—1124.
[9] *Lee, T. H., Greenwood, A. N.* The Mecanism of Thermal Breakdown of a High Temperature Gas and its Implications to Circuit Breakers. Rap. 13—06, CIGRÉ, 1968.
[10] *Finkelnburg, H., Maecker, H.* Elektrische Bögen und Thermische Plasma. În : Handbuch der Physik, **22**, Springer-Verlag, Berlin, 1956, p. 254—444.
[11] *Cassie, A. M.* A New Theory of Arc Rupture and Circuit Severity Rap. 102, CIGRÉ, 1939.
[12] *Cassie, A. M., Mason, F. O.* Arc Conductivity in Gas-Blast Circuit Breakers. Rap. 103, CIGRÉ, 1956.

[13] *Mayr, O.* Beiträge zur Theorie des Statischen und des Dymanischen Lichtbogen. În : Archiv für Elektrotechnik, Berlin, **37**, nr. 12, 1943, p. 588—608.
[14] *Mayr, O.* Über die Theorie der Lichtbogen und seine Löschung. În : Elektrotechnische Zeitschrift, **64**, nr. 49/50, 1943, p. 645—652.
[15] *Sasu, M.* O metodă de analiză a comportării dinamice a unui arc electric modelat pe baza ecuației lui Rieder și Urbanek. În : Electrotehnica, **22**, nr. 2, febr. 1974, p. 37—47.
[16] *Schmidt, E.* Ein Beitrag dynamischen Lichtbogenverhalten im Stromnulldurchgang von Wechselstromschaltern. În : Anwendung elektrischer Rechenanlagen in der Starkstromtechnik. VDE-Verlag GMBH, Berlin, 1958, p. 64—76.
[17] *Kopplin, W., Schmidt, E.* Beitrag zum dynamischen Verhalten des Lichtbogens in Ölarmen Hochspannungs-Leistungsschaltern. În : ETZ—A, **80**, nr. 23, 1 dec. 1959, p. 805—811.
[18] *Schmidt, E.* Physikalisches Verhalten des Schalterlichtbogens. În : Rziha, E.v. Starkstromtechnik. Verlag von Wilhelm Ernst und Sohn, Berlin, 1960, p. 89—96.
[19] *Kopplin, H.* Das dynamischen Verhalten von Lichtbögen im Wechselstromkreis. În : Archiv für Elektrotechnik, **47**, nr. 1, 1962, p. 47—60.
[20] *Cassagrande G., Pezzi, P.* Interruzione dell'arco in interrutori a corrente alternata : contributo allo dei fenomeni in prossimata dello „zero" di corrente. În : L'elettrotecnica, 1966, nr. 12, p. 908—914.
[21] *Tarocinski, Z.* Lichtbogenlöschung im elektromagnetischen Feld. În : Archiv für Elektrotechnik, **52**, nr. 2, 1968, p. 93—104.
[22] *Voshall, R. E.* Determination of Post-Zero Current from Restored Voltage Transient. În : IEEE Trans. Power App. Syst., **83**, nr. 2, febr. 1969, p. 108—119.
[23] *Kopplin, W., Rolff, K. P., Zückler, K.* Study of the Effects of Gas Flow on the Performance of Gas-Blast Circuit Breakers. În : Proc. IEEE, **59**, nr. 4, apr. 1971, p. 518—524.
[24] *Swanson, B. W., Roidt, R. M.* Thermal Analysis of an SF_6 Circuit Breaker Arc. IEEE Trans. Power App. Syst., **91**, nr. 2, mar./apr. 1972, p. 381—389.
[25] *Sasu, M.* Stabilirea condițiilor de trecere de la stingerea la reaprinderea unui arc electric descris de ecuația lui Mayr. În : Electrotehnica, **21**, nr. 3, martie 1973, p. 101—108.

Intrat în redacție la 18.XII.1972

Optimizarea unui sistem de reglare automată cu variatori de curent continuu cu tiristoare, folosite în tracțiunea urbană

IOAN STRĂINESCU, DAN FLORESCU, GEORGE SĂNDULACHE * — București

CZ 621.314.13:621.314.63

La reglarea și experimentarea echipamentelor cu tiristoare, pentru acționarea troleibuzului articulat de mare capacitate TV 2 EA [1] și a troleibuzului de medie capacitate TV 20 E de 74 KW [2] și [3], au apărut neconcordanțe mari între calculele de verificare a stabilității și comportarea întregului echipament, de unde s-a dedus că s-au făcut în calcule ipoteze prea simplificatoare, printre care și liniarizarea sistemului de reglare automată [1], verificarea sistemului neliniar fiind foarte laborioasă.

Acționarea vehiculelor urbane cu variatoare de c.c. cu tiristoare se practică de curînd [4], [5], [6], [7], fără să apară o fabricație de serie, iar adaptarea regulatoarelor s-a făcut experimental prin încercări laborioase, deoarece literatura de specialitate este săracă în lucrări cu verificarea stabilității sistemelor de reglare cu variator de c.c. cu tiristoare. O încercare de verificare a comportării acestui gen de sistem neliniar este prezentată în [8], dar, din cauza complicațiilor de calcul, s-au făcut ipoteze simplificatoare suplimentare, printre care și liniarizarea sistemului. Deci, calculul comportării sistemului neliniar poate fi realizat numai pe calculator.

* Ing. *I Străinescu*, ing. *D. Florescu* și ing. *G. Săndulache* sînt cercetători la I.C.P.E.

Scopul lucrării de față este analiza complexă pe calculator cu obținerea de date și diagrame, care să poată fi folosite de proiectantul echipamentului de acționare, cu variatoare de c.c. cu tiristoare, pentru ori ce tip de vehicul, fără să necesite, de fiecare dată, efectuarea unor calcule complicate. În cazul reglării cu variator de c.c. cu tiristoare (chopper), principiul de bază este transformarea semnalului de eroare dinamic în lățimea impulsului. Acest semnal de eroare se formează ca la sistemele continue, dar la transmiterea mai departe a abaterii, sistemul pierde caracterul continuu, căpătînd un caracter eșantionat și, deoarece momentele de eșantionare nu se succed la intervale regulate (succesiunea lor depinzînd de lățimea impulsului și frecvența variabilă a variatorului), sistemul capătă și un caracter neliniar.

Analiza unui asemenea sistem a fost făcută, de cele mai multe ori, în general, folosindu-se parametri statici. Analiza dinamică a sa este mult mai complicată, necesitînd suprapunerea unor elemente de analiză a sistemelor neliniare cu elemente de stabilitate a sistemelor eșantionate. Analiza se diversifică în funcție de tipul de vehicul studiat : troleibuz, tramvai, tren de tramvaie, metrou. Pe de altă parte, problema modelelor alese și a criteriilor de stabilitate fo-

losite trebuie privită unitar, în scopul tipizării echipamentelor cu variatoare de c.c.

La modelul pentru echipamentul de acționare a troleibuzului trebuie luate în considerație următoarele:

— variația tensiunii contraelectromotoare, funcție de turația motorului;

— realizarea reacției printr-o buclă de curent limitativă;

— influența filtrului de rețea;

— variația tensiunii de alimentare în timp, cu $\pm$ 20%;

— apariția supratensiunilor și supracurenților accidentali;

— comportarea sistemului de reglare la frînarea electrică și mixtă.

La modelul tramvaiului mai apar suplimentar: prezența a două motoare de c.c., acționate fiecare de către un variator de c.c.; existența unui bloc de echilibrare a curenților prin cele două motoare; folosirea protecției antipatinare.

La trenurile de tramvaie se mai ține cont de: existența mai multor vagoane motor, fiecare acționate de către două motoare; existența unui bloc de echilibrare a curenților, prin grupurile de motoare; vitezele momentane diferite ale vagoanelor.

La metrou apare, în comparație cu tramvaiul, o buclă exterioară de turație și una interioară de curent, în care caz sistemul este cu parametri variabili la slăbirea de flux.

Descrierea funcționării. Modelul matematic

În figura 1 este prezentată schema modulo-funcțională a sistemului de reglare cu tiristoare, folosit în tracțiunea cu motoare de curent continuu.

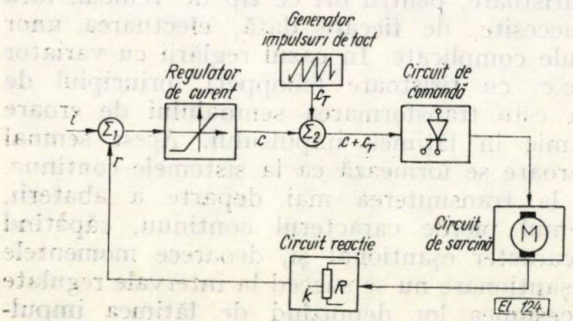


Fig. 1. Schema modulo-funcțională.

Circuitul de comandă este format din două comutatoare electronice cu tiristoare, cu funcționare în contratimp, avînd ca sarcină un motor electric de c.c. Motorul este alimentat în impulsuri, curentul mediu prin el fiind determinat de raportul impuls-pauză.

Mărimea de reacție este culeasă printr-un divizor rezistiv; regulatorul de curent este de tipul unui amplificator saturat; iar impulsurile de tact provin de la un generator de tensiune liniar variabilă.

În sumatorul Σ_2, tensiunea de ieșire din regulatorul de curent axează tensiunea dinți de fierăstrău, determinînd momentele de comutație (aprindere, stingere), deci, curentul mediu prin motor.

Pentru un motor de c.c., aproximat printr-o impedanță fixă și o sursă de tensiune variabilă în trepte (tensiunea contraelectromotoare), modelul matematic al întregului sistem este descris de trei ecuații diferențiale, neliniare, de tipul: $r(n+1) = f[r(n)]$, [8]:

$$r(n+1) = f_1[r(n)] = r_{a\infty} + [r(n) - r_{a\infty}]\,e^{-\tau_0},$$

pentru $r(n) < i$, (1)

$$r(n+1) = f_2[r(n)] = r_{a\infty}\cdot\tau_0 + \frac{i - r_{s\infty} + \frac{1}{K\tau_0}}{r(n) - r_{s\infty} + \frac{1}{K\tau_0}} +$$

$$+ (1-\tau_0)\,r(n) - 1, \text{ pentru } i < r(n) < r_l, \quad (2)$$

$$r(n+1) = f_3[r(n)] = r_{s\infty} + [r(n) - r_{s\infty}]e^{-\tau_0},$$

pentru $r(n) > r_l$, (3)

unde:

$$r_l = r_{s\infty} + \frac{1 + \frac{1}{K} - r_{s\infty}}{e^{-\tau_0}}. \quad (4)$$

Regimurile f_1, f_3 sînt regimuri extreme de aprindere, și respectiv, stingere, constituind regimuri de tranziție spre regimul f_2, regim de

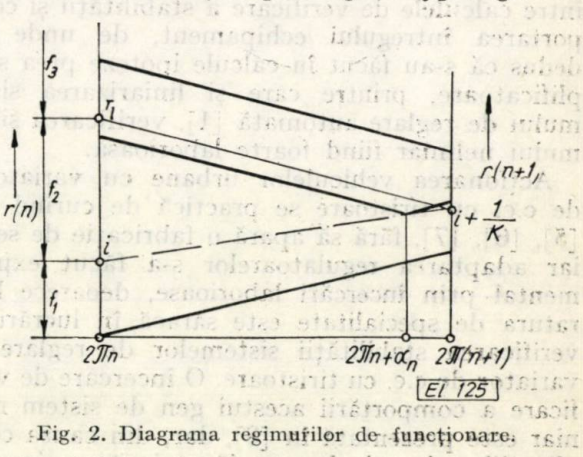


Fig. 2. Diagrama regimurilor de funcționare.

aprindere-stingere, la care poate avea loc stabilirea sistemului, în caz că acesta este stabil.

Condiția de stabilitate este dată de relația:

$$-1 < \left[\frac{df_2}{dr(n)}\right]_{P_0} < 1, \quad (5)$$

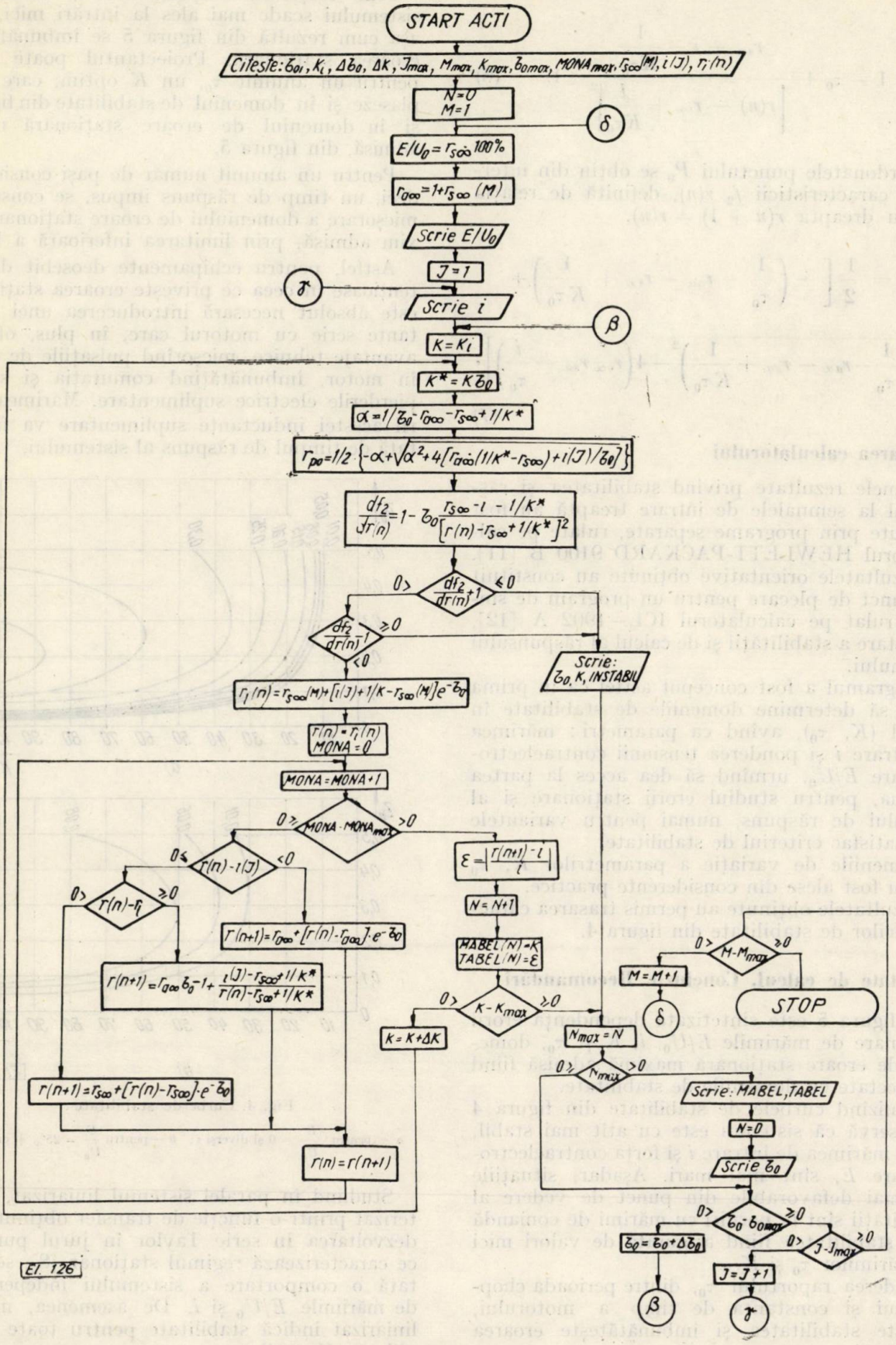


Fig. 3. Organigrama.

sau :

$$-1 < 1 - \tau_0 + \frac{r_{s\infty} - i - \dfrac{1}{K\tau_0}}{\left[r(n) - r_{s\infty} + \dfrac{1}{K\tau_0}\right]^2} < 1. \qquad (6)$$

Coordonatele punctului P_0 se obțin din intersecția caracteristicii f_2 $r(n)$, definită de relația (3), cu dreapta $r(n+1) = r(n)$.

$$r_{P_0} = \frac{1}{2}\left[-\left(\frac{1}{\tau_0} - r_{a\infty} - r_{s\infty} + \frac{1}{K\tau_0}\right) + \right.$$

$$\left. + \sqrt{\left(\frac{1}{\tau_0} - r_{a\infty} - r_{s\infty} + \frac{1}{K\tau_0}\right)^2 - 4\left(r_{a\infty} r_{s\infty} - \frac{i}{\tau_0}\right)}\right]. \qquad (7)$$

Utilizarea calculatorului

Primele rezultate privind stabilitatea și răspunsul la semnalele de intrare treaptă au fost obținute prin programe separate, rulate pe calculatorul HEWLETT-PACKARD 9100 B [11].

Rezultatele orientative obținute au constituit un punct de plecare pentru un program de sinteză, rulat pe calculatorul ICL—1902 A [12], de testare a stabilității și de calcul al răspunsului sistemului.

Programul a fost conceput astfel ca în prima parte să determine domeniile de stabilitate în planul (K, τ_0), avînd ca parametri : mărimea de intrare i și ponderea tensiunii contraelectromotoare E/U_0, urmînd să dea acces la partea a doua, pentru studiul erorii staționare și al timpului de răspuns, numai pentru variantele care satisfac criteriul de stabilitate.

Domeniile de variație a parametrilor K, τ_0 și i au fost alese din considerente practice.

Rezultatele obținute au permis trasarea caracteristicilor de stabilitate din figura 4.

Rezultate de calcul. Concluzii. Recomandări

În figura 5 este sintetizată dependența erorii staționare de mărimile E/U_0, i, K și τ_0, domeniile de eroare staționară maximă admisă fiind intersectate cu domeniile de stabilitate.

Analizînd curbele de stabilitate din figura 4 se observă că sistemul este cu atît mai stabil, cu cît mărimea de intrare i și forța contraelectromotoare E, sînt mai mari. Așadar, situațiile cele mai defavorabile din punct de vedere al stabilității sînt la porniri cu mărimi de comandă mici, stabilitatea fiind asigurată de valori mici ale mărimilor τ_0 și K.

Scăderea raportului τ_0, dintre perioada chopper-ului și constanta de timp a motorului, mărește stabilitatea și îmbunătățește eroarea staționară.

Prin creșterea amplificării K, stabilitatea sistemului scade mai ales la intrări mici, însă, așa cum rezultă din figura 5 se îmbunătățește eroarea staționară. Proiectantul poate alege, pentru un anumit τ_0, un K optim, care să se plaseze și în domeniul de stabilitate din figura 4 și în domeniul de eroare staționară maxim admisă, din figura 5.

Pentru un anumit număr de pași considerați, deci, un timp de răspuns impus, se constată o micșorare a domeniului de eroare staționară maxim admisă, prin limitarea inferioară a lui τ_0.

Astfel, pentru echipamente deosebit de pretențioase în ceea ce privește eroarea staționară, este absolut necesară introducerea unei inductanțe serie cu motorul care, în plus, oferă și avantaje tehnice, micșorînd pulsațiile de curent în motor, îmbunătățind comutația și scăzînd pierderile electrice suplimentare. Mărimea valorii acestei inductanțe suplimentare va fi limitată de timpul de răspuns al sistemului.

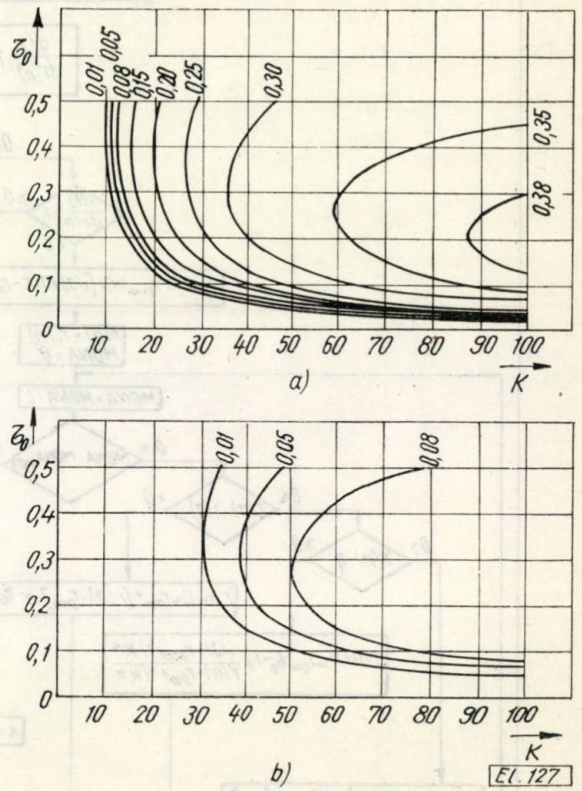


Fig. 4. Curbe de stabilitate :

a — pentru $\frac{E}{U_0} = 0$ și diverși i; b — pentru $\frac{E}{U_0} = 25\%$ și diverși i.

Studiind în paralel sistemul liniarizat, caracterizat printr-o funcție de transfer obținută prin dezvoltarea în serie Taylor în jurul punctelor ce caracterizează regimul staționar [8], se constată o comportare a sistemului independentă de mărimile E/U_0 și i. De asemenea, modelul liniarizat indică stabilitate pentru toate domeniile τ_0, K studiate.

Atît din punct de vedere al stabilității, cît și al calculului răspunsului sistemului la diverse intrări rezultatele liniarizării sînt eronate, sistemul de față nepretîndu-se la o liniarizare de acest tip.

Probele făcute pe troleibuzele TV 2 EA și TV 20 E, echipate cu variatoare de c.c. cu tiristoare și buclă limitativă de curent, au arătat că pentru $K = 40$ se obțin rezultate bune, în concordanță cu recomandările din calcul.

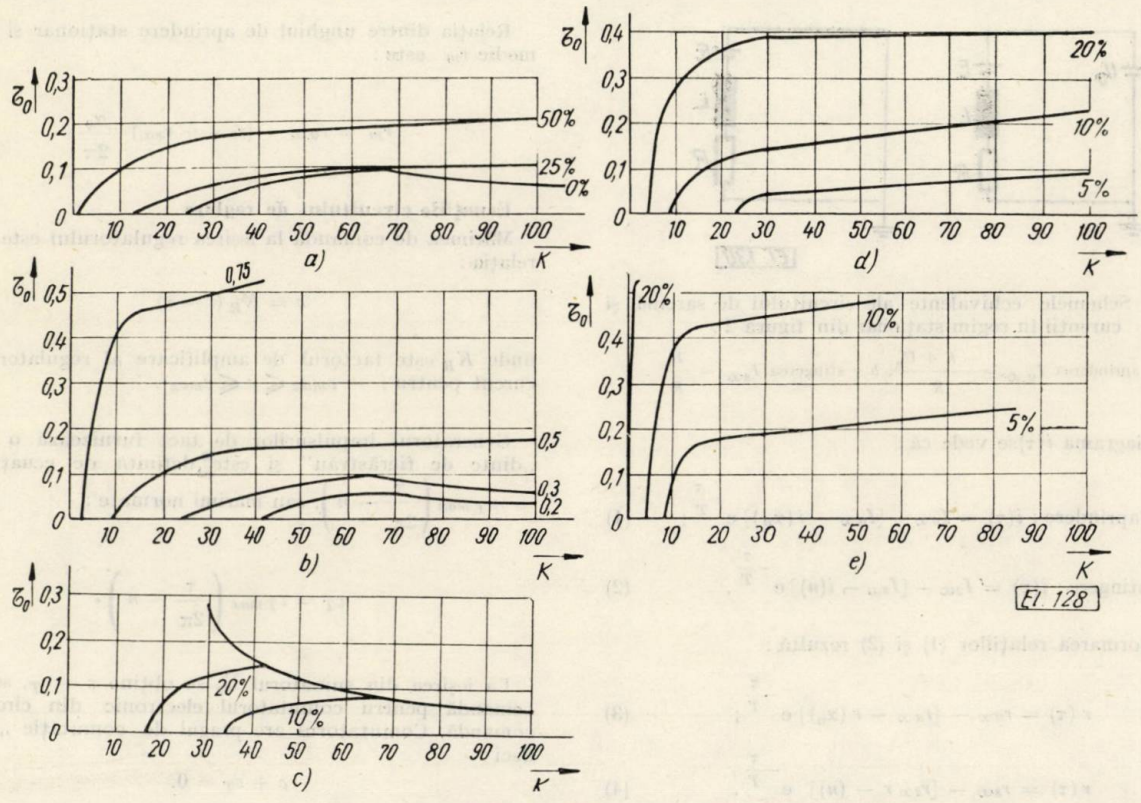


Fig. 5. Curbe de eroare staționară :

a — eroare staționară 10%, $i = 0{,}3$ și diverși $\frac{E}{U_0}$; b — eroare staționară 10 % $\frac{E}{U_0} = 0$ și diverși i ; c — eroare staționară 10%, 20%, $\frac{E}{U_0} = 0$ și $i = 0{,}25$; d — eroare staționară 5%, 10%, 20%, $\frac{E}{U_0} = 0$ și $i = 0{,}5$; e — eroare staționară 5%, 10%, 20%, $\frac{E}{U} = 0$ și $i = 0{,}9$.

ANEXA

În figura 6 este prezentată alura tensiunii U și a curentului i, din circuitul de sarcină.

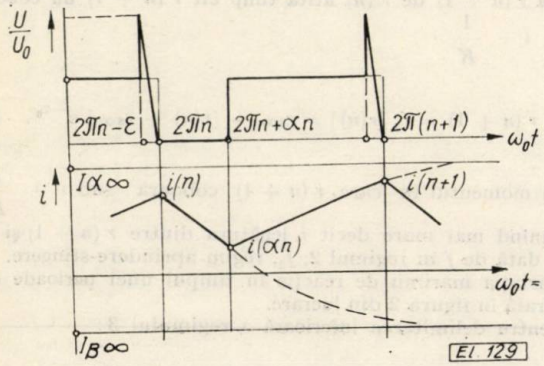


Fig. 6. Forma tensiunii și curentului

Forma tensiunii și curentului

Vîrful tensiunii de comutare se înlocuiește cu dreptunghiul echivalent, tensiunea de sarcină devenind rectangulară. Momentele de deconectare $2\pi n$ și $2\pi (n + 1)$ sînt echidistante, în timp ce momentele de conectare $2\pi n + \alpha_n$, $2\pi (n+1) + \alpha_{n+1}$, și, unghiul de aprindere α_n, sînt determinate de regulator.

Se consideră schemele echivalente ale circuitului de sarcină și curenții în regim staționar din figura 7.

Scheme echivalente

În ambele regimuri constanta de timp este : $T = \frac{L}{R}$

Se definesc următoarele mărimi normate ale circuitului :

$$i = \frac{u_i}{U_{r0}} ; \quad r = \frac{u_r}{U_{r0}} ; \quad r_{a\infty} = \frac{I_{a\infty}\, kR}{U_{r0}} ; \quad r_{s\infty} = \frac{I_{s\infty}\, kR}{U_{r0}} ;$$

$$c = \frac{u_c}{U_{r0}} ; \quad c_T = \frac{u_T}{U_{r0}},$$

în care :

$U_{r0} = kU_0$, reprezintă tensiunea de reacție pentru $E = 0$.

Din relațiile de definiție rezultă : $r_{a\infty} = \frac{U_0 - E}{U_0}$ și, $r_{s\infty} = -\frac{E}{U_0}$, diferența normată $r_{a\infty} - r_{s\infty} = 1$,

Scara de timp este definită de relaţia : $\tau_0 t = \frac{2}{T_0} t$, unde T_0 este perioada impulsurilor de tact.

Se folosesc notaţiile curente : $r(2\pi n) = r(n)$; $r(2\pi n + \alpha_n) = r(\alpha_n)$; $\tau_0 = \frac{T_0}{T}$, unde α_n este unghiul de aprindere.

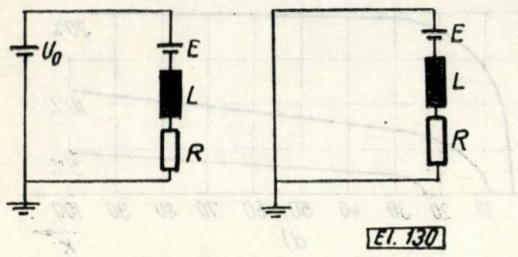


Fig. 7. Schemele echivalente ale circuitului de sarcină şi curenţii în regim staţionar din figura 2 :

a – aprinderea $I_{a\infty} = \frac{-E + U_0}{R}$; b – stingerea $I_{s\infty} = \frac{E}{R}$

Din diagrama $i(\tau)$ se vede că :

– la aprindere : $$i(\tau) = I_{a\infty} - [I_{a\infty} - i(\alpha_n)]\, e^{-\frac{\tau}{T}}; \quad (1)$$

– la stingere : $$i(\tau) = I_{s\infty} - [I_{s\infty} - i(n)]\, e^{-\frac{\tau}{T}}. \quad (2)$$

Din normarea relaţiilor (1) şi (2) rezultă :

$$r(\tau) = r_{a\infty} - [r_{a\infty} - r(\alpha_n)]\, e^{-\frac{\tau}{T}}; \quad (3)$$

$$r(\tau) = r_{s\infty} - [r_{s\infty} r - (n)]\, e^{-\frac{\tau}{T}}. \quad (4)$$

La momentul $\tau = \alpha_n$, din (4) se obţine:

$$r(\alpha_n) = r_{s\infty} - [r_{s\infty} - r(n)]\, e^{-\frac{\alpha_n}{T}}; \quad (5)$$

ţinînd seama că $\frac{1}{T} = \frac{\tau_0}{T_0} = \frac{\tau_0}{2\pi}$, relaţia (5) devine :

$$r(\alpha_n) = r_{s\infty} + [r(n) - r_{s\infty}]\, e^{-\tau_0 \frac{\alpha_n}{2\pi}}. \quad (6)$$

Pentru $\tau = 2\pi - \alpha_n$, din (3) se obţine :

$$r(n+1) = r_{a\infty} + [r(\alpha_n) - r_{a\infty}]\, e^{-\tau_0\left(\frac{\alpha n}{2\pi}\right)}. \quad (7)$$

Eliminînd $r(\alpha_n)$ între (6) şi (7) se obţine relaţia de recurenţă :

$$r(n+1) = r_{a\infty} - r_{s\infty}\, e^{-\tau_0} - e^{-\tau_0\left(1 - \frac{\alpha n}{2\pi}\right)} + r(n)\, e^{-\tau_0}. \quad (8)$$

Există un unghi de aprindere α_0, pentru care : $r(n+1) = r(n) = r_{10}$, numit maximumul staţionar.

Se poate obţine, făcînd în (8) $r(n+1) = r(n) = r_{10}$ şi $\alpha_n = \alpha_0$:

$$r_{10} = \frac{r_{a\infty} - r_{s\infty}\, e^{-\tau_0} - e^{-\tau_0\left(\frac{\alpha 0}{2\pi}\right)}}{1 - e^{-\tau_0}}. \quad (9)$$

Minimumul staţionar obţinut pentru $r(\alpha_n) = r(\alpha_{n+1}) = r_{20}$ este :

$$r_{20} = \frac{r_{s\infty} - r_{a\infty}\, e^{-\tau_0} + e^{-\tau_0\left(\frac{\alpha_0}{2\pi}\right)}}{1 - e^{-\tau_0}}. \quad (10)$$

Relaţia dintre unghiul de aprindere staţionar şi valoarea medie r_m este :

$$r_m = r_{a\infty} - (r_{a\infty} - r_{s\infty}) \cdot \frac{\alpha_0}{2\pi}. \quad (11)$$

Ecuaţiile circuitului de reglare

Mărimea de comandă la ieşirea regulatorului este dată de relaţia :

$$c = K_R (i - r), \quad (12)$$

unde K_R este factorul de amplificare al regulatorului de curent pentru : $-c_{max} \leqslant c \leqslant c_{max}$.

Generatorul impulsurilor de tact furnizează o tensiune „dinte de fierăstrău" şi este definită de ecuaţia $u_T = u_{T\,max}\left(\frac{\tau}{2\pi} - n\right)$, sau mărimi normate :

$$c_T = c_{T\,max}\left(\frac{\tau}{2\pi} - n\right). \quad (13)$$

La ieşirea din sumatorul Σ_2 se obţine $c + c_T$, semnal de comandă pentru comutatorul electronic din circuitul de comandă. Comutatorul are pragul de comutaţie „0" volţi deci :

$$c + c_T = 0. \quad (14)$$

Sistemul neliniar fiind de ordinul întîi, este descris de o ecuaţie diferenţială neliniară de tipul :

$$r(n+1) = f[r(n)],\ r(n+1) = f_1[r(n)] = r_{a\infty} + [r(n) - r_{a\infty}]\, e^{-\tau_0}. \quad (15)$$

Funcţia f în regimul 1, f_1, regim practic numai de aprindere, leagă $r(n+1)$ de $r(n)$ atîta timp cît $r(n) < i$.

Funcţia f în regimul 3, f_3, regim practic numai de stingere, leagă $r(n+1)$ de $r(n)$ atîta timp cît $r(n+1)$ nu coboară sub $i + \frac{1}{K}$.

$$r(n+1) = f_3[r(n)] = r_{s\infty} + [r(n) - r_{s\infty}]\, e^{-\tau_0}. \quad (16)$$

În momentul în care $r(n+1)$ coboară sub $i + \frac{1}{K}$, rămînînd mai mare decît i, legătura dintre $r(n+1)$ şi $r(n)$ este dată de f în regimul 2, f_2, regim aprindere-stingere.

Variaţia mărimii de reacţie în timpul unei perioade este ilustrată în figura 2 din lucrare.

Pentru delimitarea inferioară a regimului 3 :

$r(n+1) = i + \frac{1}{K}$, rezultă :

$$r_2(n) = r_{s\infty} + \frac{i + \frac{1}{K} - r_{s\infty}}{e^{-\tau_0}}. \quad (17)$$

Pentru : $i < r(n) < r_2(n)$,

$$r(n+1) = f_2\, r(n) = r_{a\infty}\,\tau_0 + \frac{i - r_{s\infty} + \dfrac{1}{K\tau_0}}{r(n) - r_{s\infty} + \dfrac{1}{K_0}} + (1-\tau_0)\cdot r(n) - 1. \quad (18)$$

Notații folosite

U_0 — tensiunea de alimentare de la rețea

U_{r0} — tensiunea de reacție la $E = 0$

$i = \dfrac{U_i}{U_{r0}}$ — intrarea normată

$r = \dfrac{U_r}{U_{r0}}$ — reacția normată

$I_{a\infty}$ — curentul de aprindere în regim staționar

$I_{s\infty}$ — curentul de stingere în regim staționar

$r_{a\infty} = \dfrac{I_a}{I_{max}}$ — reacția normată în regim staționar de aprindere

$r_{s\infty} = \dfrac{I_s}{I_{max}}$ — reacția normată în regim staționar de stingere

$I_{max} = \dfrac{U_0}{R}$ — curentul maxim

k — coeficientul de reacție

K — factorul global de amplificare

R, L — parametrii schemei echivalente a motorului

$T = \dfrac{L}{R}$ — constanta de timp a motorului

T_0 — perioada chopper-ului

$\tau_0 = \dfrac{T_0}{T}$ — raport de eșantionare

$n = \dfrac{t}{T_0}$ — momentul de eșantionare

$r(n)$, $r(n+1)$ — reacția normată la două momente consecutive de eșantionare

$E = \lim\limits_{n\to\infty} \dfrac{r(n) - i}{i}$ — eroarea staționară (%).

Bibliografie

[1] * * * Echipament electric cu tiristoare pentru acționarea troleibuzului articulat TV 2 EA. În : Lucrările ICPE, 1969. Arhiva ICPE.

[2] * * * Echipament electric cu tiristoare pentru acționarea troleibuzului TV 20 E. În : Lucrările ICPE, 1971. Arhiva ICPE.

[3] *Persache, I., Finţescu, D., Străinescu, I., Gebăilă, S.* Experimentări cu echipament tiristorizat pentru acționarea troilebuzului TV 2 E. În : Comunicare la a II-a sesiune anuală de comunicări tehnico-științifice a uzinei „Autobuzul"-București, 1968.

[4] *Heintze, K.* Elektronische Gleichstromsteller zur Geschwinddigkeitssteuerung von aus Fahleitungen gespeisten Gleichstrom — Triebfahrzengen. În : ET2—A, vol. **87**, 1966, nr. 5, pg. 165—170.

[5] *Dätter, K.*, și *Faust, H.* Régleur électronique de c.c. pour un trolleybous. În : Revue BBC, oct. 1966.

[6] * * * Les hachoirs à thyristors en traction électrique. În : ACEC Revue nr. 1/2, 1970, pg. 48—48.

[7] *Străinescu, I., Gebăilă, S., Persache, I.* Echipament electric cu tiristoare pentru acționarea troleibuzelor U.A.B." Comunicare la a III-a sesiune anuală de comunicări tehnico-științifice a uzinei „Autobuzul"-București, 1969.

[8] *Leonhard, H.* Regelkreis mit gesteuertem Stromrichter als nichtlineares Abtastproblem. În : ET2—A Bd. **86** H 16, august, 1965.

[9] *Străinescu, I.* Execuția prototipului și probele de omologare ale primului troleibuz tiristorizat românesc construit de ICPE în colaborare cu U.A.B. Comunicare la a VI-a sesiune anuală de comunicări tehnico-științifice a uzinei „Autobuzul" București, 1972.

[10] * * * Echipament tiristorizat. Determinarea parametrilor optimi. Lucrările ICPE 1972. Arhiva ICPE.

[11] * * * Hewlett — Packard, Calculator, model 9 100 B. Operating and Programming, 1968.

[12] *Dreyfus, M.* FORTRAN W. Paris, Dunod, 1969.

Intrat în redacție la 27.I.1973

Studiul funcționării contactoarelor statice de curent alternativ monofazat cu ventile semicomandate

I. MATLAC, M.CERNAT și I. SZEKELY* — Brașov

CZ 621.316.575:621.314.63

Contactoarele statice de curent alternativ cu ventile semicomandate (tiristoare, triacuri) se folosesc în prezent, din ce în ce mai mult, în tehnica comutației circuitelor electrice de putere. Ele înlocuiesc contactoarele cu contacte mecanice în acele domenii în care se impune o frecvență ridicată de comutație. Totodată, ele au găsit aplicații în domenii în care utilizarea contactoarelor cu contacte mecanice nu era posibilă.

În literatura noastră au apărut puține lucrări [7], despre contactoarele statice de curent alternativ și s-a considerat necesară prezentarea unui studiu asupra funcționării acestor contactoare. În studiul prezentat în lucrare se pornește de la procesele care însoțesc conectarea cu ventile

* Dr. ing. *I. Matlac* este șef de lucrări, iar ing. *M. Cernat* și ing. *I. Szekely* sînt asistenți la Catedra de Electrotehnică a Universității din Brașov.

semicomandate a circuitelor electrice de curent alternativ [2], [5], [6]. Se prezintă funcționarea în regim simetric și asimetric a contactoarelor de curent alternativ, monofazate, cu ventile semicomandate ideale, în funcție de caracterul sarcinii.

Se consideră un ventil semicomandat ideal, un element de comutație semicomandat cu următoarele caracteristici: cădere de tensiune nulă în stare de conducție; curent direct nul în stare blocată; curent invers nul.

1. Funcționarea în regim simetric

Contactoarele statice de curent alternativ monofazat funcționează în regim simetric, atunci cînd unghiurile de comandă ale celor două ventile sînt egale.

Dacă se consideră că ventilele semicomandate sînt ideale și că parametrii circuitului sînt constanți, ecuația tensiunilor pentru circuitul din figura 1 a, adoptînd convenția de asociere a sensurilor tensiunii și curentului de la receptor, este:

$$iR + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\int i\,\mathrm{d}t = u, \qquad (1)$$

unde $u = U_m \sin(\omega t + \alpha)$, iar $\frac{1}{C}\int i\,\mathrm{d}t = u_c$.

Condițiile inițiale sînt:

$$i(0) = 0;\ u_c(0) = U_{c0\,n}. \qquad (1.a,b)$$

Indicele n indică aici că se consideră situația de după comutarea a n—a. Condiția $i(0) = 0$ rezultă din aceea că la legarea în antiparalel a ventilelor nu este posibilă trecerea curentului, în același timp, prin ambele ventile, deoarece căderea de tensiune pe ventilul aflat în conducție reprezintă o tensiune inversă pentru celălalt ventil.

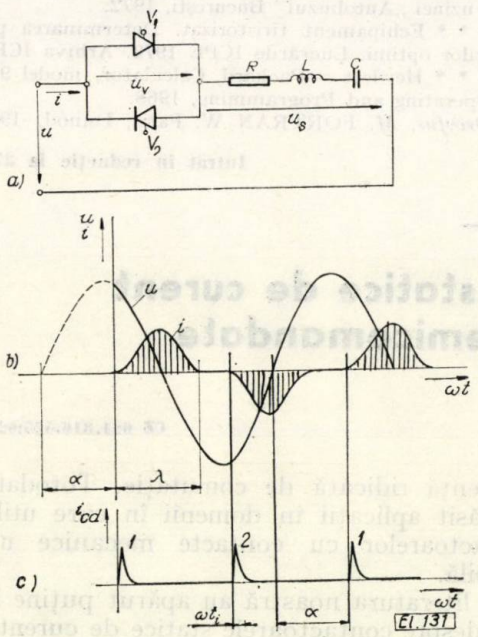


Fig. 1. Circuit R—L—C alimentat prin contactor static de curent alternativ monofazat:
a — schema circuitului electric; *b* — graficul tensiunii de alimentare și curentului (α — unghi de comandă, λ — unghi de conducție, t_i — durata impulsului de comandă); *c* — referitoare la impulsurile de comandă.

Funcționarea contactorului static de c.a. monofazat, cu ventile semicomandate ideale, poate fi privită deci ca un proces de conectare succesivă a circuitului $R-L-C$ la sursa de curent alternativ: în alternanța pozitivă conectarea circuitului are loc la comutarea directă a ventilului V_1, iar în alternanța negativă, la comutarea directă a ventilului V_2.

Soluția ecuației (1) pentru intervalul de timp corespunzător conducției ventilului V_1, este:

$$i = I_m \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - I_m \frac{\mathrm{e}^{-\delta t}}{\beta}\left\{\left[\frac{\omega_0^2}{\omega}\cos(\alpha-\varphi) - \delta\sin(\alpha-\varphi)\right]\mathrm{sh}\,\beta t + \beta\sin(\alpha-\varphi)\,\mathrm{ch}\,\beta t\right\} - U_{c0\,n}\frac{\omega_0^2 C\,\mathrm{e}^{-\delta t}}{\beta}\mathrm{sh}\,\beta t, \qquad (2)$$

în care:

$$\omega_0^2 = 1/LC;\ \delta = R/2L;\ \beta = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2};$$

$$\varphi = \mathrm{arc\ tg}\,\frac{1}{R}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Se presupune aici și în continuare că $\delta^2 > \omega_0^2$.

Împărțind expresia (2) cu valoarea maximă I_m se obține valoarea relativă a curentului:

$$\nu = \frac{i}{I_m} = \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \frac{\mathrm{e}^{-\delta t}}{\beta}\left\{\left[\frac{\omega_0^2}{\omega}\cos(\alpha-\varphi) - \delta\sin(\alpha-\varphi)\right]\mathrm{sh}\,\beta t + \beta\sin(\alpha-\varphi)\,\mathrm{ch}\,\beta t\right\} - \varepsilon_{c0\,n}\frac{\omega_0^2 CZ}{\beta}\mathrm{e}^{-\delta t}\mathrm{sh}\,\beta t, \qquad (3)$$

unde $\varepsilon_{c0} = U_{c0\,n}/U_m$ este valoarea relativă a tensiunii inițiale a condensatorului, iar $Z = U_m/I_m$ impedanța echivalentă la bornele circuitului.

În intervalul de timp corespunzător conducției ventilului V_2, soluția ecuației (1) se obține din expresia (2), înlocuind pe α cu $\alpha + \pi$.

Unghiul de conducție λ rezultă din ecuația:

$$\sin(\lambda + \alpha - \varphi) - \mathrm{e}^{-\delta\lambda/\omega}\left\{\left[\frac{\omega_0^2}{\omega}\cos(\alpha-\varphi) - \delta\sin(\alpha-\varphi)\right]\mathrm{sh}\,\frac{\beta\lambda}{\omega} + \beta\sin(\alpha-\varphi)\,\mathrm{ch}\,\frac{\beta\lambda}{\omega}\right\} - \varepsilon_{c0\,n}\frac{\omega_0^2 CZ}{\beta}\mathrm{e}^{-\delta\lambda/\omega}\mathrm{sh}\,\frac{\beta\lambda}{\omega} = 0, \qquad (4)$$

dedusă din relația (3) punînd condiția ca pentru $\nu = 0$, $\omega t = \lambda$.

Se notează cu $U_{c\,n}$ tensiunea condensatorului în momentul blocării ventilului V_1 și cu U'_{cn} tensiunea condensatorului în momentul blocării ventilului V_2. Tensiunea pe condensator rămîne constantă în intervalele în care ambele ventile sînt blocate. Rezultă :

$$U_{c0\,n} = U'_{c\,n-1}; \tag{5a}$$

$$U''_{c0} = U_{c\,n}, \tag{5b}$$

unde s-a notat cu $U_{c0\,n}$ tensiunea condensatorului în momentul comutării directe a ventilului V_1, respectiv cu $U'_{c0\,n}$ tensiunea condensatorului în momentul comutării directe a ventilului V_2.

Expresia tensiunii condensatorului, în intervalul de timp corespunzător conducției ventilului V_1, rezultă din relația (2), prin integrare :

$$u_c = \frac{U_m}{\omega CZ}\sin\left(\omega t + \alpha - \varphi - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{U_m}{\omega CZ}\left\{\left[\delta\cos(\alpha-\varphi) - \omega\sin(\alpha-\varphi)\right]\frac{\operatorname{sh}\beta t}{\beta} + \cos(\alpha-\varphi)\operatorname{ch}\beta t\right\}e^{-\delta t} + U_{c0\,n}e^{-\delta t}\cdot\left(\delta\cdot\frac{\operatorname{sh}\beta t}{\beta} + \operatorname{ch}\beta t\right). \tag{6}$$

Împărțind relația (6) cu amplitudinea U_m a tensiunii de alimentare, rezultă valoarea relativă a tensiunii condensatorului :

$$\varepsilon_c = \frac{U_c}{U_m} = \frac{1}{\omega CZ}\sin(\omega t + \alpha - \varphi + \frac{\pi}{2}) + \frac{e^{-\delta t}}{\omega CZ}\left\{\left[\delta\cos(\alpha-\varphi) - \omega\sin(\alpha-\varphi)\right]\frac{\operatorname{sh}\beta t}{\beta} + \cos(\alpha-\varphi)\operatorname{ch}\beta t\right\} + \varepsilon_{c0\,n}\,e^{-\delta t}\left(\delta\frac{\operatorname{sh}\beta t}{\beta} + \operatorname{ch}\beta t\right). \tag{7}$$

Valoarea relativă a tensiunii condensatorului, în intervalul de timp corespunzător conducției ventilului V_2, se poate obține din relația (7), înlocuind pe α cu $\alpha + \pi$ și pe $\varepsilon_{c0\,n}$ cu $\varepsilon'_{c0\,n}$.

În regim de funcționare simetric staționar, valoarea maximă posibilă a unghiului de conducție λ este egală cu π. Se numește unghi de comandă critic α_c valoarea unghiului de comandă α pentru care $\lambda = \pi$. Valorile unghiului de comandă critic α_c rezultă din ecuația (4), punînd condiția $\lambda = \pi$.

Dacă unghiul de comandă este mai mic decît unghiul de comandă critic ($\alpha < \alpha_c$), funcționarea contactorului de curent alternativ este diferită în funcție de durata t_i a impulsurilor de comandă.

În cazul în care comanda se face cu impulsuri scurte ($\omega t_i \approx 0$), comută un singur ventil și anume acela care a primit primul un impuls de comandă. Acest caz corespunde conectării circuitului $R-L-C$ cu ventile semicomandate la o sursă de curent alternativ [5].

În cazul în care comanda se face cu impulsuri lungi ($\omega t_i \geqslant \alpha_c - \alpha$), ventilele pot comuta direct numai după momentul corespunzător unghiului de comandă critic, deși unghiul de comandă este mai mic decît unghiul de comandă critic.

Prin urmare, comanda contactoarelor statice de curent alternativ monofazat este posibilă pentru :

$$\alpha \in (\alpha_c\,;\ \pi). \tag{8}$$

Dacă în circuit se leagă două ventile necomandate, trecerea lor în conducție are loc într-un moment corespunzător unui unghi egal cu unghiul de comandă critic ($\alpha = \alpha_c$).

1.1. Funcționarea în regim simetric cu sarcină pur rezistivă

În acest caz valoarea relativă a curentului de sarcină este :

$$\nu = \begin{cases} \sin(\omega t + \alpha) & \text{pentru } \omega t \in [0, \lambda)\cup[\pi, \pi+\lambda) \\ 0 & \text{pentru } \omega t \in [\lambda, \pi)\cup[\pi+\lambda, 2\pi) \end{cases} \tag{9}$$

unde $\alpha \in [0, \pi]$. Valoarea relativă a tensiunii pe sarcină ε_s este egală cu valoarea relativă a curentului ($\varepsilon_s = \nu$).

Valoarea relativă a valorii medii a tensiunii pe sarcină, este :

$$\varepsilon_{s\,\text{med}} = \frac{U_{s\,\text{med}}}{U_{\text{med}}} = \frac{\frac{1}{\pi}\int_0^\lambda U_m \sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U} = \frac{1}{2}(1-\cos\lambda) = \frac{1}{2}(1+\cos\alpha), \tag{10}$$

iar valoarea relativă a valorii efective a tensiunii pe sarcină este :

$$\varepsilon_s = \frac{U_s}{U} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^\lambda U_m^2 \sin^2\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)}}{U} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\left[\lambda + \frac{1}{2}\sin 2\,(\pi-\lambda)\right]} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\left[(\pi-\alpha) + \frac{1}{2}\sin 2\alpha\right]}. \tag{11}$$

1.2. Funcționarea în regim simetric cu sarcină rezistiv-inductivă.

La funcționarea contactorului cu sarcină rezistiv-inductivă, valoarea relativă a curentului de sarcină este :

$$\nu = \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{-\omega t \operatorname{ctg}\varphi} \quad (12)$$

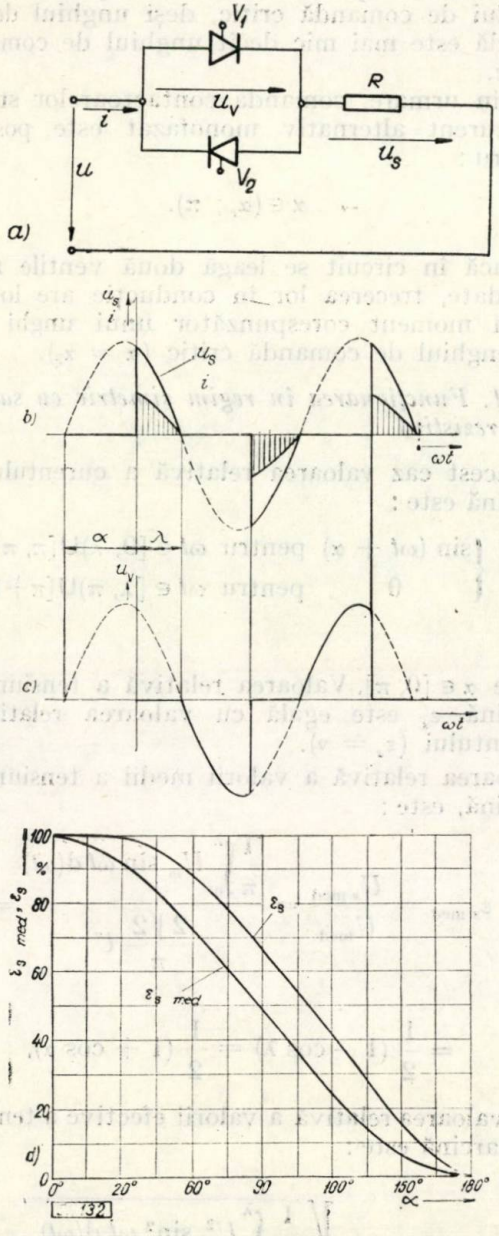


Fig. 2. Referitoare la funcționarea contactorului static de curent alternativ monofazat în regim simetric cu sarcină pur rezistivă :

a — Schema circuitului electric ; *b* — graficul tensiunii și curentului de sarcină ; *c* — graficul tensiunii pe ventile ; *d* — graficele funcțiilor $\varepsilon_{s\,med} = f(\alpha)$ și $\varepsilon_s = f(\alpha)$.

pentru $\omega t \in [0, \lambda) \cup [\pi, \pi + \lambda)$ și $\alpha \in [\alpha_c, \pi]$. În intervalele de timp în care ambele ventile sînt blocate $\omega t \in [\lambda, \pi) \cup [\pi + \lambda, 2\pi)$, curentul de sarcină este zero.

Valoarea critică a unghiului de comandă, se obține din relația (12) pentru $\nu = 0$ și $\omega t = \lambda = \pi$. Rezultă :

$$\alpha_c = \varphi. \quad (13)$$

Prin urmare, în cazul contactoarelor statice monofazate cu ventile semicomandate ideale, unghiul de comandă critic este egal cu unghiul de defazaj. Din relația (12), pentru $\alpha_c = \varphi$, rezultă expresia valorii relative a curentului de sarcină, corespunzătoare unghiului de comandă critic :

$$\nu_c = \sin \omega t, \quad (14)$$

sau :

$$i_c = I_m \sin \omega t = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin \omega t. \quad (14a)$$

Din relația (14a) rezultă că în cazul unghiului de comandă critic, caz echivalent cu prezența în circuit a două ventile necomandate legate în antiparalel, curentul în circuit este pur sinusoidal. Cu alte cuvinte, funcționarea contactorului de curent alternativ în acest regim particular este analogă funcționării circuitului cu contactorul scurtcircuitat. Pentru $\alpha \neq \alpha_c$, forma curentului depinde de unghiul de comandă și de parametrii circuitului.

Descompunerea în serie Fourier a impulsului pozitiv de curent, dat de relația (12), pentru $\omega t \in [\alpha, \alpha + \lambda)$ este [2] :

$$\nu = \nu_{med} + \sum_{k=1}^{\infty}(a_{k0} \sin k\,\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} b_{k0} \cos k\,\omega t) =$$

$$= \nu_{med} + \sum_{k=1}^{\infty} \nu_{k0} \sin(k\,\omega t + \psi_{k0}), \quad (15)$$

unde :

$$\nu_{med} = \frac{1}{\pi} \sin\frac{\lambda}{2} \sin\left(\alpha + \frac{\lambda}{2}\right); \quad (16)$$

$$\nu_{k0} = \sqrt{a_{k0}^2 + b_{k0}^2}; \quad \psi_{k0} = \operatorname{arc\,tg}\frac{b_{k0}}{a_{k0}}.$$

Unghiul ψ_{k0} reprezintă defazajul față de începutul impulsului de curent, determinat de unghiul de comandă α. Unghiul de defazaj al armonicii de ordinul k față de tensiunea aplicată este :

$$\varphi_{k0} = \alpha - \psi_{k0}. \quad (17)$$

Pentru armonica de ordinul I, coeficienții descompunerii în serie Fourier, sînt :

$$a_{10} = \frac{1}{2\pi}\{\lambda \cos(\alpha - \varphi) - \sin\lambda \sin(\alpha - \varphi + \lambda) -$$

$$- 2 \sin\varphi \sin(\alpha - \varphi)[\sin\varphi -$$

$$- \sin(\varphi - \lambda)\, e^{\lambda - \operatorname{ctg}\varphi}]\}; \quad (18)$$

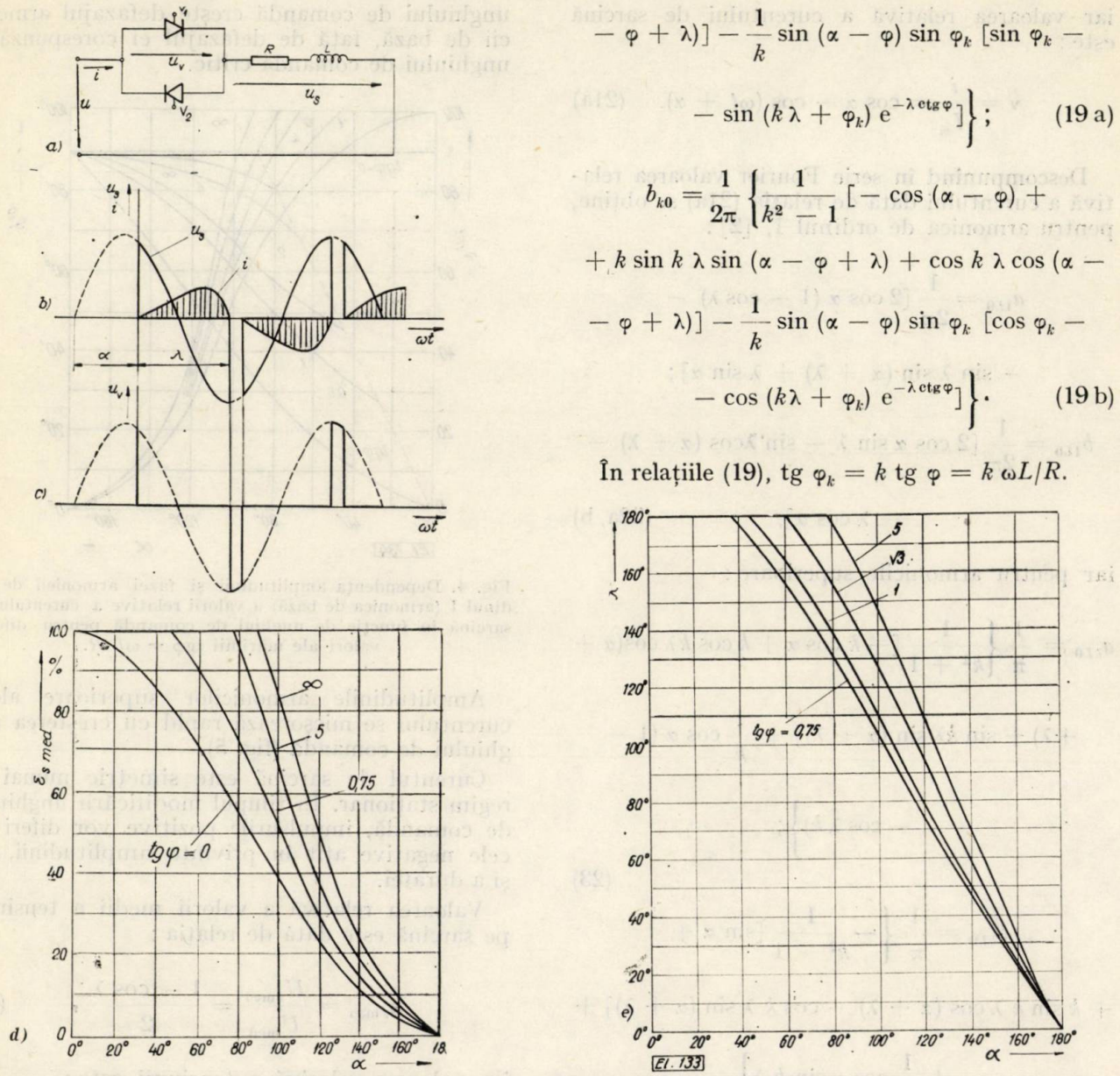


Fig. 3. Referitoare la funcționarea contactorului static de curent alternativ monofazat în regim simetric cu sarcină rezistiv-inductivă (rezistență în serie cu inductanța) :
a – schema circuitului electric; *b* – graficul tensiunii și curentului de sarcină; *c* – graficul tensiunii pe ventile; *d* – graficul funcției $\varepsilon_{s\,med} = f(\alpha)$; *e* – graficul funcției $\lambda = f(\alpha)$.

$$b_{10} = \frac{1}{2\pi}\{\lambda \sin(\alpha - \varphi) + \sin\lambda \sin(\alpha - \varphi + \lambda) - 2\sin\varphi \sin(\alpha - \varphi)[\cos\varphi - \cos(\varphi + \lambda)\, e^{-\lambda \operatorname{ctg}\varphi}]\},$$

iar pentru armonicile superioare :

$$a_{k0} = \frac{1}{2\pi}\left\{\frac{1}{k^2 - 1}[k \sin(\alpha - \varphi) - k \cos k\lambda \sin(\alpha - \varphi + \lambda) + \sin k\lambda \cos(\alpha - \varphi + \lambda)] - \frac{1}{k}\sin(\alpha - \varphi)\sin\varphi_k [\sin\varphi_k - \sin(k\lambda + \varphi_k)\, e^{-\lambda \operatorname{ctg}\varphi}]\right\}; \quad (19\,a)$$

$$b_{k0} = \frac{1}{2\pi}\left\{\frac{1}{k^2 - 1}[-\cos(\alpha - \varphi) + k \sin k\lambda \sin(\alpha - \varphi + \lambda) + \cos k\lambda \cos(\alpha - \varphi + \lambda)] - \frac{1}{k}\sin(\alpha - \varphi)\sin\varphi_k [\cos\varphi_k - \cos(k\lambda + \varphi_k)\, e^{-\lambda \operatorname{ctg}\varphi}]\right\}. \quad (19\,b)$$

În relațiile (19), $\operatorname{tg}\varphi_k = k \operatorname{tg}\varphi = k\,\omega L/R$.

Relațiile (18), (19) nu pot fi folosite în cazul unei sarcini pur inductive. Pentru acest caz, ecuația diferențială este :

$$u = L\frac{di}{dt}, \quad (20)$$

de unde :

$$i = \frac{1}{\omega L}\int_0^{\omega t} U_m \sin(\omega t + \alpha)\, d(\omega t) = \frac{U_m}{\omega L}[\cos\alpha - \cos(\omega t + \alpha)], \quad (21)$$

iar valoarea relativă a curentului de sarcină este :

$$\nu = \frac{i}{I_m} = \cos\alpha - \cos(\omega t + \alpha). \quad (21a)$$

Descompunînd în serie Fourier valoarea relativă a curentului dată de relația (21a) se obține, pentru armonica de ordinul I, [2] :

$$a_{1L0} = \frac{1}{2\pi}[2\cos\alpha(1 - \cos\lambda) - \sin\lambda\sin(\alpha + \lambda) + \lambda\sin\alpha];$$

$$b_{1L0} = \frac{1}{2\pi}[2\cos\alpha\sin\lambda - \sin\lambda\cos(\alpha + \lambda) - \lambda\cos\alpha], \quad (22a, b)$$

iar pentru armonicile superioare :

$$a_{kL0} = \frac{1}{\pi}\left\{\frac{1}{k^2+1}[-k\cos\alpha + k\cos k\lambda\cos(\alpha + \lambda) + \sin k\lambda\sin(\alpha + \lambda)] + \frac{1}{k}\cos\alpha(1 - \cos\lambda k)\right\};$$

$$b_{kL0} = \frac{1}{\pi}\left\{-\frac{1}{k^2-1}[\sin\alpha + k\sin k\lambda\cos(\alpha + \lambda) - \cos k\lambda\sin(\alpha + \lambda)] + \frac{1}{k}\cos\alpha\sin k\lambda\right\}. \quad (23)$$

Cunoscînd descompunerea în serie Fourier a impulsului pozitiv dat de relația (12) pentru $\omega t \in [\alpha, \alpha + \lambda]$ și ținînd cont că impulsul negativ este analog celui pozitiv dar cu semn schimbat (relația (12) pentru $\omega t \in [\pi + \alpha, \pi + \alpha + \lambda]$) se pot calcula [2] coeficienții descompunerii în serie Fourier ai ambelor impulsuri de curent :

$$a_k = 2\,a_{k0}\,;\quad b_k = 2\,b_{k0}\,; \quad (24)$$

unde k este un număr impar.

După cum rezultă din figura 4, în cazul unei sarcini pur inductive, unghiul de defazaj nu depinde de unghiul de comandă ; curentul rămînînd în urmă față de tensiune cu $\pi/2$. În cazul unei sarcini rezistiv-inductive, odată cu mărirea unghiului de comandă crește defazajul armonicii de bază, față de defazajul ei corespunzător unghiului de comandă critic.

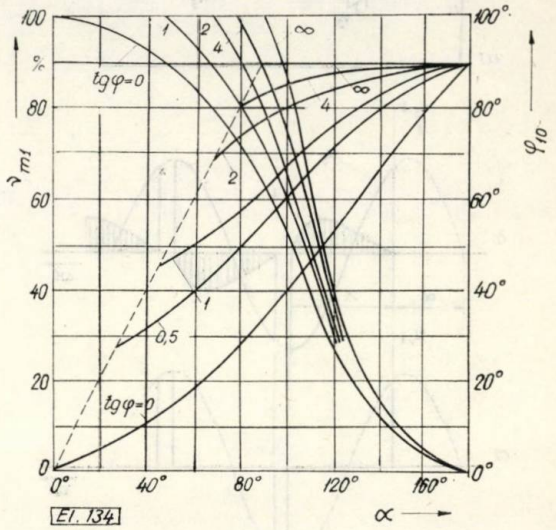


Fig. 4. Dependența amplitudinii și fazei armonicii de ordinul I (armonica de bază) a valorii relative a curentului de sarcină în funcție de unghiul de comandă pentru diferite valori ale mărimii $\mathrm{tg}\varphi = \omega L/R$.

Amplitudinile armonicilor superioare ale curentului se micșorează rapid cu creșterea unghiului de comandă (fig. 5).

Curentul de sarcină este simetric numai în regim staționar. În timpul modificării unghiului de comandă, impulsurile pozitive vor diferi de cele negative atît în privința amplitudinii, cît și a duratei.

Valoarea relativă a valorii medii a tensiunii pe sarcină este dată de relația :

$$\varepsilon_{s\,med} = \frac{U_{s\,med}}{U_{med}} = \frac{1 - \cos\lambda}{2}, \quad (25)$$

iar valoarea relativă a tensiunii este :

$$\varepsilon_s = \frac{U_s}{U} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left(\lambda - \frac{\sin 2\lambda}{2}\right)}. \quad (26)$$

În cele de mai sus, s-a considerat cazul unei sarcini rezistiv inductive cu rezistența legată în serie cu o inductanță. În continuare se consideră cazul legării în paralel a rezistenței cu inductanța (fig. 6).

Valoarea relativă a curentului prin rezistență este :

$$\nu_R = \begin{cases} \sin(\omega t + \alpha) & \text{pentru } \omega t \in [0, \lambda) \cup [\pi, \pi + \lambda) \\ \nu_0\,e^{-t/\tau} & \text{pentru } \omega t \in [\lambda, \pi) \cup [\pi + \lambda, 2\pi) \end{cases} \quad (27)$$

iar valoarea relativă a curentului prin induc-

tanță :

$$\nu_L = \begin{cases} \cos\alpha - \cos(\omega t + \alpha) + \nu_{L0} \\ \qquad\qquad \text{pentru } \omega t \in [0,\ \lambda) \cup [\pi,\ \pi + \lambda) \\ -\nu_0\, e^{-t/\tau} \quad \text{pentru } \omega t \in [\lambda,\ \pi) \cup [\pi + \lambda,\ 2\pi) \end{cases} \tag{28}$$

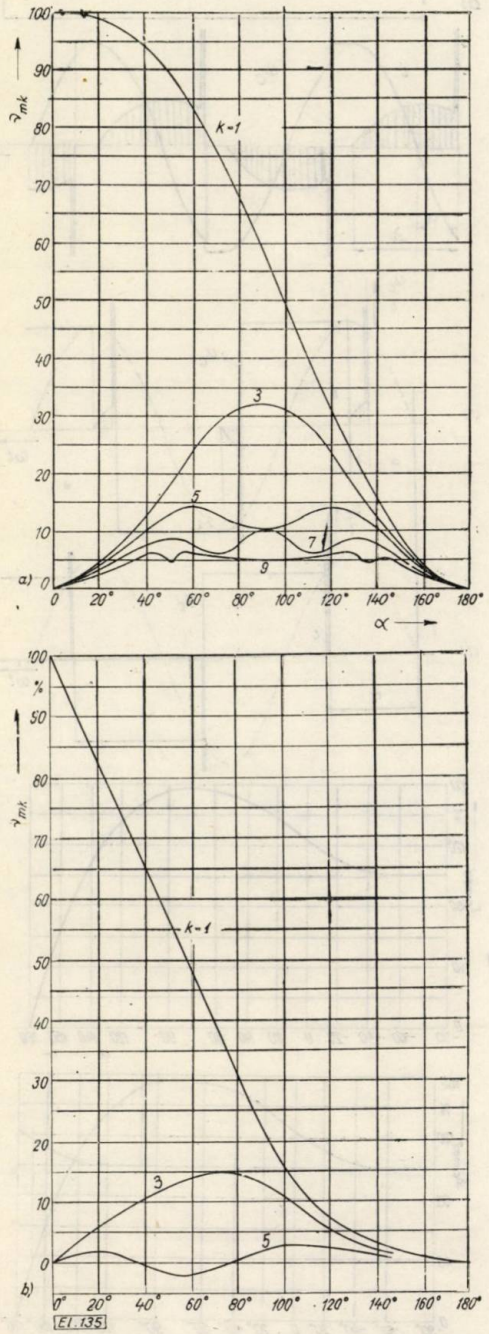


Fig. 5. Dependența amplitudinilor armonicilor valorii relative a curentului de sarcină în funcție de unghiul de comandă :
a — cazul sarcinii pur rezistive ; *b* — cazul sarcinii pur inductive.

unde : $\nu_0 = \sin(\lambda + \alpha)$; $\tau = L/R$; $\nu_L = \nu_{L0}$ ($\omega t = 0, \pi, 2\pi \ldots$).

Valoarea relativă a curentului care trece prin ventilul V_1, în intervalul $\omega t \in [0, \lambda)$ și prin ven-

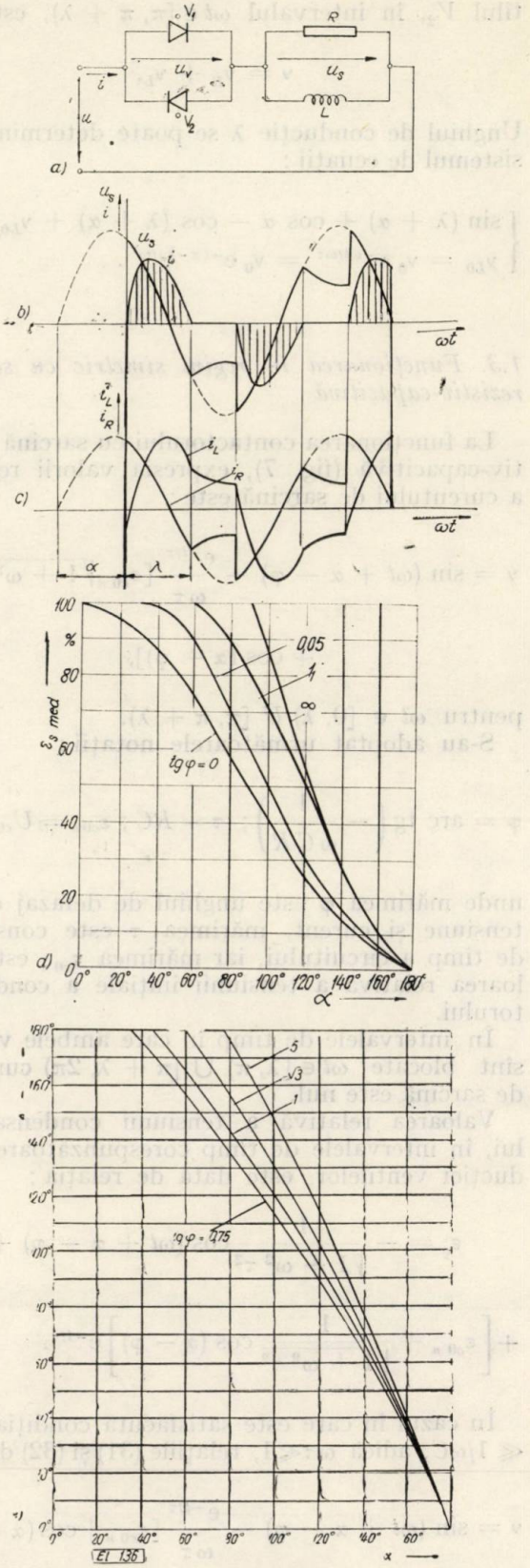


Fig. 6. Funcționarea contactorului static de curent alternativ în regim simetric cu sarcină rezistiv-inductivă (rezistența legată în paralel cu inductanța) :
a — schema circuitului electric ; *b* — graficul tensiunii și curentului de sarcină ; *c* — graficul curenților ; *d* — graficul funcției $\varepsilon_{s\,med} = f(\alpha)$; *e* — graficul funcției $\lambda = f(\alpha)$.

tilul V_2, în intervalul $\omega t \in [\pi, \pi + \lambda)$, este :

$$\nu = \nu_R + \nu_L. \tag{29}$$

Unghiul de conducție λ se poate determina din sistemul de ecuații :

$$\begin{cases} \sin(\lambda + \alpha) + \cos\alpha - \cos(\lambda + \alpha) + \nu_{L0} = 0 \\ \nu_{L0} = \nu_0 e^{-\omega t/\omega\tau} = \nu_0 e^{-(\pi-\lambda)/\omega\tau}. \end{cases} \tag{30}$$

1.3. Funcționarea în regim simetric cu sarcină rezistiv-capacitivă

La funcționarea contactorului cu sarcină rezistiv-capacitivă (fig. 7), expresia valorii relative a curentului de sarcină este :

$$\nu = \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \frac{e^{-t/\tau}}{\omega\tau}[\varepsilon_{c0\,n}\sqrt{1 + \omega^2\tau^2} + \cos(\alpha - \varphi)], \tag{31}$$

pentru $\omega t \in [0, \lambda) \cup [\pi, \pi + \lambda)$.

S-au adoptat următoarele notații :

$$\varphi = \text{arc tg}\left(-\frac{1}{\omega C R}\right); \quad \tau = RC; \quad \varepsilon_{c0\,n} = U_{c0\,n}/U_m,$$

unde mărimea φ este unghiul de defazaj dintre tensiune și curent, mărimea τ este constanta de timp a circuitului, iar mărimea $\varepsilon_{c0\,n}$ este valoarea relativă a tensiunii inițiale a condensatorului.

În intervalele de timp în care ambele ventile sînt blocate $\omega t \in [\lambda, \pi) \cup [\pi + \lambda, 2\pi)$ curentul de sarcină este nul.

Valoarea relativă a tensiunii condensatorului, în intervalele de timp corespunzătoare conducției ventilelor, este dată de relația :

$$\varepsilon_c = -\frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}\cos(\omega t + \alpha - \varphi) + \left[\varepsilon_{c0\,n} + \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}\cos(\alpha - \varphi)\right]e^{-t/\tau}. \tag{32}$$

În cazul în care este satisfăcută condiția $R \ll 1/\omega C$, adică $\omega\tau \ll 1$, relațiile (31) și (32) devin :

$$\nu = \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \frac{e^{-t/\tau}}{\omega\tau}[\varepsilon_{c0\,n} + \cos(\alpha - \varphi)]; \tag{31.a}$$

$$\varepsilon_c = -\cos(\omega t + \alpha - \varphi) + [\varepsilon_{c0\,n} + \cos(\alpha - \varphi)]e^{-t/\tau}. \tag{32.a}$$

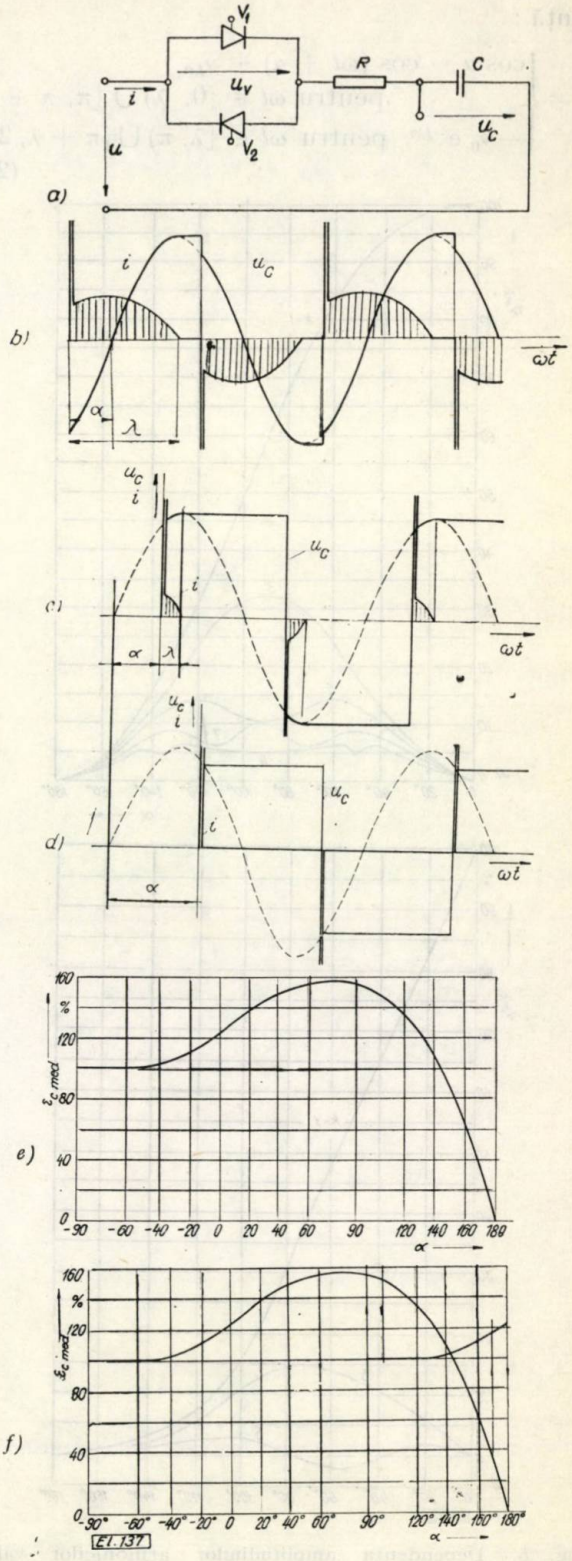


Fig. 7. Funcționarea contactorului static de curent alternativ în regim simetric cu sarcina rezistiv-capacitivă :
a) schema circuitului electric ; graficele tensiunii condensatorului *i* și a curentului de sarcină în cazurile : *b*) $\alpha \in \left[-\frac{\pi}{2}; 0\right)$; *c*) $\alpha \in \left[0; \frac{\pi}{2}\right)$; *d*) $\alpha \in \left[\frac{\pi}{2}; \pi\right)$; *e*) graficul funcției $\varepsilon_{c\,med} = f(\alpha)$ în cazul cînd se aplică pe rînd celor două tiristoare impulsuri de comandă ; *f*) graficul funcției $\varepsilon_{c\,med} = f(\alpha)$ în cazul cînd se aplică simultan celor două tiristoare impulsuri de comandă.

În acest caz unghiul de conducție λ se determină din ecuația :

$$\sin(\lambda + \alpha - \varphi) - \frac{1}{\omega\tau}[\varepsilon_{c0\,n} + \cos(\alpha - \varphi)]\,e^{-\lambda/\omega\tau} = 0 \qquad (33)$$

dedusă din relația (31 a) prin înlocuirile $\nu = 0$, $\omega t = \lambda$.

În cazul unei sarcini pur capacitive, valoarea relativă a tensiunii condensatorului, în intervalele de timp corespunzătoare conducției ventilelor, este :

$$\varepsilon_c = -\cos\left(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{2}\right), \qquad (34)$$

iar valoarea relativă a curentului de sarcină este :

$$\nu = \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{2}\right). \qquad (35)$$

Unghiul de conducție λ este :

$$\lambda = \frac{\pi}{2} - \alpha. \qquad (36)$$

În cazul sarcinii rezistiv-capacitive, este posibilă funcționarea contactorului și pentru unghiuri de comandă negative ($\alpha < 0$). Se deosebesc trei cazuri, în funcție de valoarea unghiului de comandă α, și anume :

a) $\alpha \in [-\pi/2\,;\,0)$. În acest caz, în momentul trecerii în conducție a ventilului V_1, condensatorul, care era încărcat la polaritate negativă (fig. 7.b) se descarcă și se reîncarcă la polaritate pozitivă. Valoarea relativă a valorii medii a tensiunii condensatorului este :

$$\varepsilon_{c\,\mathrm{med}} = \frac{U_{c\,\mathrm{med}}}{U_{\mathrm{med}}} = \frac{\frac{1}{\pi}\int_{-\alpha}^{\frac{\pi}{2}-\alpha} U_m \sin(\omega t + \alpha)\,\mathrm{d}(\omega t)}{\frac{2}{\pi}U_m} + \frac{\frac{1}{\pi}\int_{\frac{\pi}{2}-\alpha}^{\pi} U_m\,\mathrm{d}(\omega t) + \frac{1}{\pi}\int_{\pi}^{\pi-\alpha} U_m \sin(\omega t+\alpha)\,\mathrm{d}(\omega t)}{\frac{2}{\pi}U_m} =$$

$$= \frac{1}{2}\left(2 + \frac{\pi}{2} + \alpha - \cos\alpha\right); \qquad (37)$$

b) $\alpha \in [0\,;\,\pi/2)$. În acest caz în momentul blocării ventilului V_1 condensatorul rămîne încărcat și se menține în această stare pînă în momentul comutării directe a ventilului V_2 (fig. 7.c).

Valoarea relativă a valorii medii a tensiunii condensatorului este :

$$\varepsilon_{c\,\mathrm{med}} = \frac{U_{c\,\mathrm{med}}}{U_{\mathrm{med}}} = \frac{\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\frac{\pi}{2}-\alpha} U_m \sin(\omega t + \alpha)\,\mathrm{d}(\omega t) + \frac{1}{\pi}\int_{\frac{\pi}{2}-\alpha}^{\pi} U_m\,\mathrm{d}(\omega t)}{\frac{2}{\pi}U_m} =$$

$$= \frac{1}{2}\left(\frac{\pi}{2} + \alpha + \cos\alpha\right); \qquad (38)$$

c) $\alpha \in [\pi/2\,;\,\pi)$. Pentru acest caz, din relația (36) rezultă $\lambda < 0$, ceea ce este imposibil. Dacă se consideră că încărcarea condensatorului are loc instantaneu ($\lambda = 0$), atunci, din relația (34), rezultă $\varepsilon_c = \sin\alpha$ (fig. 7.d).

Valoarea relativă a valorii medii a tensiunii condensatorului este :

$$\varepsilon_{c\,\mathrm{med}} = \frac{U_{c\,\mathrm{med}}}{U_{\mathrm{med}}} = \frac{\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi} U_m \sin\alpha\,\mathrm{d}(\omega t)}{\frac{2}{\pi}U_m} = \frac{\pi}{2}\sin\alpha. \qquad (39)$$

De multe ori circuitul de comandă a contactorului este construit astfel încît cele două ventile primesc simultan semnale de comandă. În cazul sarcinii rezistive și rezistiv-inductive acest mod de comandă nu modifică funcționarea contactorului. În cazul sarcinii capacitive, la unghiuri de comandă mai mari de $\pi/2$ ($\alpha > \pi/2$) valoarea relativă a valorii medii a tensiunii pe condensator este diferită după cum tensiunea pe ventile este mai mare sau mai mică decît tensiunea pe condensator în momentul trecerii în conducție a ventilelor.

Astfel, dacă $u > U_{c0\,n}$ în momentul trecerii în conducție a ventilelor, condensatorul se încarcă pînă cînd tensiunea pe condensator atinge valoarea U_m. Funcționarea contactorului în acest caz este analoagă celei tratate anterior pentru $\alpha \in [\pi/2\,;\,\pi)$ (fig. 7d).

Dacă însă $u < U_{c0\,n}$, în momentul trecerii în conducție a ventilelor, condensatorul se descarcă peste sursă și se reîncarcă, iar ventilele conduc pînă cînd tensiunea pe condensator atinge valoarea U_m. Funcționarea contactorului în acest caz este analoagă celei tratate anterior pentru $\alpha \in [-\pi/2\,;\,0)$ (fig. 7.b).

Valoarea relativă a valorii medii a tensiunii pe condensator în acest caz este reprezentată în figura 7f.

Trecerea de la o ramură la alta a caracteristicii poate avea loc în cazul schimbării rapide a unghiului de comandă, cînd este posibil ca unul din ventile să primească într-o semiperioadă două semnale de comandă sau niciunul.

Important de remarcat este faptul că dacă variația în timp a curentului anodic al tiristorului este prea mare (mărimea di/dt are valori prea mari), ceea ce se întîmplă mai ales în cazul sarcinilor rezistiv-capacitive, apar, în tiristor, disipări excesive de putere și temperaturi capabile să producă microtopiri ale joncțiunii de comandă.

Împotriva acestor neajunsuri, care duc la îmbătrînirea rapidă și chiar la distrugerea tiristoarelor, se iau măsuri speciale (utilizarea de bobine și bobine saturabile, utilizarea unor semnale de comandă de front de creștere foarte abrupt).

2. Funcționarea în regim asimetric

Contactoarele statice de curent alternativ monofazate funcționează în regim asimetric, atunci cînd unghiurile de comandă ale celor două ventile nu sînt egale. În acest caz, componenta continuă a curentului de sarcină este diferită de zero și poate lua diferite valori prin modificarea unghiurilor de comandă a ventilelor. Valoarea relativă a valorii medii a curentului de sarcină este dată de relația :

$$\nu_{med} = \nu_{med\,1} - |\nu_{med\,2}|, \tag{40}$$

unde $\nu_{med\,1}$ este valoarea relativă a valorii medii a impulsului de curent pozitiv, iar $\nu_{med\,2}$ este valoarea relativă a valorii medii a impulsului de curent negativ.

Coeficienții descompunerii în serie Fourier a curentului de sarcină, în cazul funcționării contactorului în regim asimetric, pot fi deduși [2] din relațiile :

$$\begin{aligned} a_k &= a_{k0}(\alpha_1) - (-1)^k a_{k0}(\alpha_2); \\ b_k &= b_{k0}(\alpha_1) - (-1)^k b_{k0}(\alpha_2), \end{aligned} \tag{41}$$

unde $a_{k0}(\alpha_1)$ și $b_{k0}(\alpha_1)$ sînt coeficienții descompunerii în serie Fourier a impulsului de curent pozitiv, iar $a_{k0}(\alpha_2)$ și $b_{k0}(\alpha_2)$, cei ai descompunerii în serie Fourier a impulsului de curent negativ.

Concluzii.

Funcționarea contactorului static de curent alternativ monofazat cu ventile semicomandate poate fi privită ca un proces de conectare succesivă a circuitului de curent alternativ : în alternanța pozitivă conectarea are loc la comutarea directă a ventilului V_1, iar în alternanța negativă la comutarea directă a ventilului V_2.

În funcție de felul comenzii, contactoarele statice de curent alternativ monofazat cu ventile semicomandate pot funcționa în regim simetric (unghiurile de comandă a celor două ventile sînt egale) sau asimetric (unghiurile de comandă nu sînt egale).

Domeniul de reglare a unghiului de comandă depinde de parametrii circuitului de sarcină. În regim de funcționare simetrică cu sarcină pur rezistivă $\alpha \in [0, \pi)$; în cazul sarcinii rezistiv-inductive $\alpha \in [\alpha_c, \pi)$, unghiul de comandă critic α_c fiind egal cu unghiul de defazaj.

Coeficienții descompunerii în serie Fourier a curentului de sarcină, atît în cazul funcționării simetrice cît și în cazul funcționării asimetrice, pot fi exprimați în funcție de coeficienții descompunerii impulsului de curent pozitiv.

Bibliografie

[1] *Auen, L. F.* Comutarea fără contacte și scheme de comutație cu tiristoare. Leningrad, 1968.

[2] *Bulgakov, A. A.* Novaia teoria upravlenîh vîpreamitelei. Izd. Nauka, Moscova, 1970, 320 p.

[3] *Csaki*, ș.a. Telesitmenyelektronika, Budapest. 1971.

[4] *Lecorguiller, J.* Les vannes electroniques a electrodes de declenchement et leur applications, Paris, Dunod, 1966.

[5] *Matlac, I.* Conectarea cu ventile semicomandate a circuitului R—L—C. la o sursă de tensiune sinusoidală. Sesiunea de comunicări științifice a I. P. Cluj, 27—30 decembrie, 1969.

[6] *Matlac, I.* Conectarea cu ventile semicomandate a circuitului R—L. cu t.e.m. constantă la o sursă de curent alternativ sinusoidal. Sesiunea de comunicări științifice a Universității-Craiova, 3—4 decembrie 1971.

[7] *Vărzaru, E.* Contactoare statice cu tiristoare. În : Electrotehnica, nr. 8, 1965.

[8] *Michel, M.* Die Strom — und Spannungsverhältnisse bei der Steuerung von Drehstromlasten uber antiparallele Paare von Thyristoren und Dioden. În : ETZ—A, vol. **91**, nr. 9, 1970 p. 510—514.

[9] *Michel, M., Hoffmann, D.* Vergleich der Eigenschaften der vollgesteuerten und der halbgesteuerten Drehstromsteller-Schaltung. În : ETZ—A, vol. **92** nr. 4, 1971, p. 219—222.

Intrat în redacție la 3. III. 1973

Alegerea reflectorului paraboloidic pentru faruri auto cu lumină atenuată asimetrică

OBERST LADISLAU și IAKOBOVITS ALEXANDRU*– Timișoara

CZ 621.329.12:629.113

Farurile autovehiculelor servesc la iluminarea drumului de circulație al autovehiculelor, în scopul de a-l face vizibil, prin reflectarea de către acesta a luminii primite de la faruri. Sistemul de faruri trebuie să producă lumină de distanță (fascicul luminos de drum) și lumină atenuată (fascicul luminos de încrucișare), prima, necesară circulației în afara orașului și cu viteză mărită, a doua — în oraș (deci, cu viteză redusă) și la întîlnirea unui vehicul din sens opus (pentru evitarea orbirii conducătorului).

În cele de mai jos se iau în considerație acele faruri de la care se obțin ambele lumini, utilizînd la un reflector paraboloidic o lampă cu incandescență cu două filamente pentru cele două lumini. Filamentul pentru lumina de distanță (faza mare) cade în focarul reflectorului paraboloidic, iar cel pentru lumina atenuată (faza mică) cade în afara focarului (fig. 1).

În cazul luminii de distanță, fiind vorba de circulația cu viteză mărită pe șosea, se cere un nivel de iluminare suficient de mare pentru a garanta siguranța conducerii.

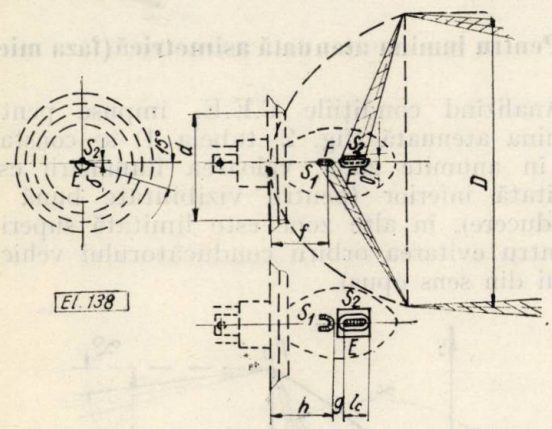


Fig. 1. Lampa cu incandescență pentru faruri cu lumină atenuată asimetrică :

$h = 28{,}5 \pm 0{,}35$ (28,8 pentru 24 V), $g = 1{,}8 \pm 0{,}4$ (2,2 pentru 24 V), $l_c = 5{,}5 \pm 1{,}5$ (în mm). S-au notat : S_1 — filamentul pentru lumina de distanță (faza mare), S_2 — filamentul pentru lumina atenuată asimetrică (faza mcă), E — ecran metalic, P — conturul reflectorului paraboloidic cu distanță focală f, F — focarul.

Lumina atenuată trebuie să satisfacă simultan două condiții contradictorii ; să evite orbirea conducătorului vehiculului din sens opus și, în același timp, să realizeze un nivel de iluminare suficient de mare pentru siguranța conducerii.

Pentru a se asigura aceste condiții s-a introdus sistemul cu lumină atenuată asimetrică.

În scopul unificării la nivelul Europei a sistemului de iluminare și semnalizare auto, Comitetul Economic European (C.E.E.) al O.N.U. a adoptat anumite regulamente unice. Regulamentul nr. 1 se referă la farurile cu lumină atenuată asimetrică, descriind fasciculul european unificat [1]. Astfel s-a imaginat un ecran (la distanță de 25 m de farul studiat), perpendicular pe axa unei șosele rectilinii și netede de 6 m lățime (fig. 2), care este așezat la 0,75 m deasupra

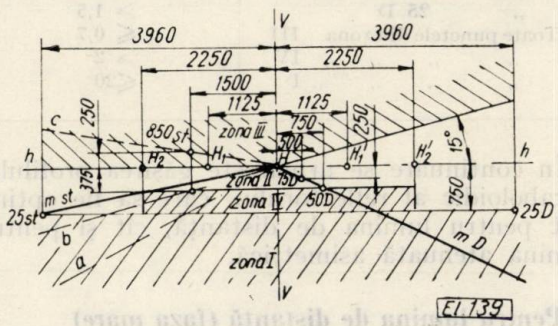


Fig. 2. Ecranul perpendicular pe șosea, la 25 m de farul autovehiculului. S-au notat :

H — punctul de fugă a perspectivei, hh și vv — urmele planului orizontal și respectiv vertical care trec prin focarul farului, m.D și m.St — marginea dreaptă și respectiv stîngă a șoselei, Hv — traiectoria vehiculului (la 1,5 m de la m.D), a — axa șoselei, b — traiectoria vehiculului care vine din față (la 1,5 m de m.St), C — dreapta paralelă cu b, la 1,25 m deasupra șoselei, reprezentînd traiectoria ochilor conducătorului din vehiculul care vine din față.

șoselei și la 1,50 m de marginea dreaptă a acesteia. Valorile de iluminare pe ecran, impuse de acest regulament pentru sensul de circulație pe dreapta, sînt cuprinse în tabela 1 (vezi notațiile din figura 2)

1. Determinarea reflectorului paraboloidic

Elementul optic al farului constă din : surse de lumină (lampa cu incandescență cu două filamente), reflectorul paraboloidic și dispersorul. Lămpile cu incandescență pentru farurile cu lumină atenuată asimetrică sînt reglementate de Regulamentul nr. 2, C.E.E. [1]. Poziția relativă a celor două filamente este arătată în figura 1. Filamentul S_1 pentru lumina de distanță (cu un flux luminos total de 700 lm) cade în focarul reflectorului paraboloidic. Filamentul S_2 pentru lumina atenuată (cu un flux de 450 lm) este exfocalizat, dar poate fi considerat (aproximînd $\delta = 0$) ca fiind în axa paraboloidului.

* ing. *Oberst Ladislau* și ing. *Iakobovits Alexandru* sînt salariați ai întreprinderii „Electrobanat"-Timișoara.

Tabela 1

Punctul sau zona de pe ecran	Iluminarea cerută (lx)
Lumina de distanță	
– Punctul de iluminare maximă de pe ecran	⩾32
– Punctul H	în interiorul izoluxei de 90 % din valoarea maximă găsită pe ecran
– Punctul H_1 și H'_1	⩾16
– Punctul H_2 și H'_2	⩾ 4
Lumina atenuată asimetrică	
– Punctul B 50 St	⩽ 0,3
– „ 75 D	⩾ 6
– „ 50 D	⩾ 6
– „ 25 St	⩾ 1,5
– „ 25 D	⩾ 1,5
– Toate punctele din zona III	⩽ 0,7
– „ „ „ „ IV	⩾ 2
– „ „ „ „ I	⩽20

În continuare se urmărește găsirea profilului paraboloidic al reflectorului, care să fie optim, atît pentru lumina de distanță, cît și pentru lumina atenuată asimetrică.

2. Pentru lumina de distanță (faza mare)

Pe baza condițiilor impuse de regulamentul C.E.E. pentru lumina de distanță (fig. 2, tabela 1) se constată că reflectorul paraboloidic optim va fi acela, pentru care se obține o intensitate luminoasă axială maximă. Dispersînd apoi fasciculul luminos cu un dispersor, se pot realiza ușor toate valorile de iluminare impuse.

Aproximînd forma filamentului S_1 cu o suprafață circulară plană, așezată în axa reflectorului paraboloidic, se poate deduce [2] pentru intensitate luminoasă axială (vezi notațiile din figura 2):

$$I_{ax} = \rho \frac{I_0}{r^2}\left[\frac{\left(\frac{D}{2}\right)^3 - \left(\frac{d}{2}\right)^3}{6f} + 2(f-r)\left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2}\right)\right], \quad (1)$$

unde:

ρ este coeficientul de reflexie a reflectorului; I_0 — intensitatea luminoasă (considerată uniformă) a sursei de lumină S_1 (fig. 1) și r — raza suprafeței circulare plane. Variația $I_{ax} = f(f)$ este reprezentată în figura 3. Se poate observa că pentru un I_{ax} mare trebuie ales un paraboloid cu f cît mai mic.

Alegerea, pe de altă parte, a unei distanțe focale f cît mai mici este limitată din două motive și anume: procesul tehnologic devine dificil la profile cu f mic (adică la paraboloizi adînci); la o exfocalizare Δf a filamentului S_1 provocată de abateri dimensionale ale reflectoarelor și ale

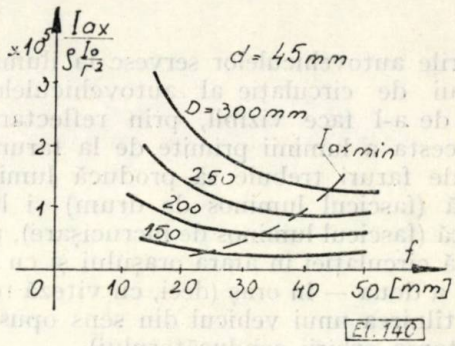


Fig. 3. Variația lui I_{ax} cu distanța focală f.

lămpilor cu incandescență din fabricația curentă, exfocalizarea relativă $\frac{\Delta f}{f}$ este mai mică la un f mai mare, adică funcționarea elementului optic va fi mai puțin compromisă decît la un f mai mic.

Rezultă, deci, că din punct de vedere al luminii de distanță, alegerea profilului reflectorului paraboloidic trebuie să constituie un compromis între aspectele arătate mai sus.

3. Pentru lumina atenuată asimetrică (faza mică)

Analizînd condițiile C.E.E. impuse pentru lumina atenuată (fig. 2, tabela 1) se constată că în anumite zone, valoarea iluminării este limitată inferior (pentru vizibilitate bună în conducere), în alte zone este limitată superior (pentru evitarea orbirii conducătorului vehiculului din sens opus).

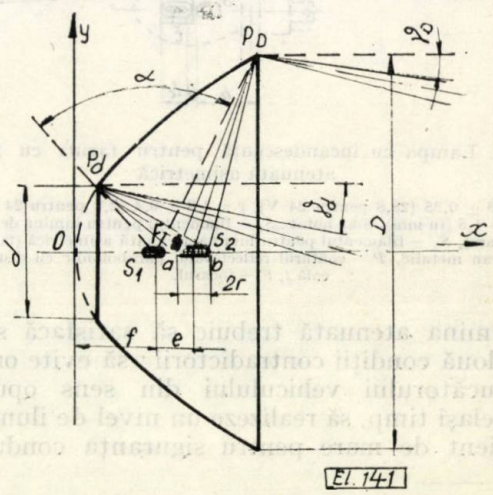


Fig. 4. Formarea fasciculului luminos pentru lumina atenuată.

Pentru lumina atenuată asimetrică este avantajoasă alegerea unui reflector paraboloidic cu o distanță focală f mică din trei motive :

a) Pentru a putea realiza valorile de iluminare, limitate inferior în zona IV, dar în special în punctele 75 D și 50 D (așezate asimetric), este nevoie de un flux luminos cît mai mare.

Neglijînd exfocalizarea „e" a filamentului S_2 (fig. 4), unghiul de utilizare a fluxului luminos total al sursei este α. Considerînd că fluxul luminos al sursei S_2 este uniform distribuit în spațiu, fluxul utilizat de reflector este proporțional cu unghiul solid Ω_α. Optimizînd expresia lui Ω_α, rezultă că la diametre d și D date, Ω_α (deci și fluxul utilizat de reflector) are valoarea maximă pentru un paraboloid optim [2] cu distanța focală

$$f = \frac{\sqrt{Dd}}{4} \qquad (2)$$

Din această condiție rezultă paraboloizi cu f mic.

b) Pentru a putea satisface condițiile din zonele cu iluminare limitată superior (pentru evitarea orbirii), filamentul S_2 al lămpii a fost prevăzut în partea de jos, cu un ecran metalic E (fig. 1). În acest fel lumina ajunge numai pe jumătatea superioară a reflectorului, (reflectată în jos), iar în fasciculul luminos se produce un „cut-off" (fig. 5) adică, o linie de separație umbră-lumină. La lămpile cu incandescență pentru lumina atenuată asimetrică reflectorul este ecranat mai puțin de jumătate, cu o zonă de 15° (fig. 5), înlesnind, astfel, realizarea cu ajutorul dispersorului a valorilor impuse punctelor 75 D și 50 D (fig. 2). Evident acest „cut-off" în realitate apare ca o linie mai mult sau mai puțin difuză, din care cauză este dificil să nu se depășească limita superioară de iluminare, impusă

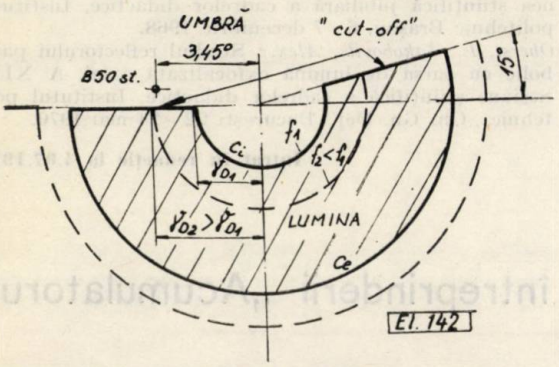


Fig. 5. Conturul pe un plan perpendicular al spotului luminos produs de lumina atenuată asimetrică în cazul a două reflectoare paraboloidice cu distanțele focale $f_1 > f_2$.

punctului B 50 St (tabela 1). Este, deci, avantajos ca arcul de cerc C_i, care limitează interior pata de lumină (fig. 5), să fie cu rază cît mai mare. Arcul de cerc C_i este generat de razele care pleacă de pe reflector sub unghiul (fig. 4) cel mai mic.

Din figura 4 se deduce [3] :

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{16 f^2 (e - r)\, y}{(y^2 + 4f^2)^2 - (e - r)\,(y^2 - 4f^2)}. \qquad (3)$$

Rezultă că cel mai mic unghi este obținut pentru $y = \frac{D}{2}$ (fig. 6). Tot din (3) se deduce că tg γ scade, pătratic, cu creșterea distanței focale f. În concluzie, pentru un γ_D mare trebuie ales un paraboloid cu f mic.

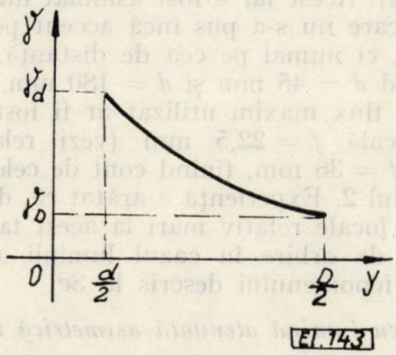


Fig. 6. Variația unghiului γ în funcție de y.

c) Din cauza unor abateri, de la parabolidul perfect, ale profilului reflectoarelor din producția de serie, deseori se întîlnesc zone circulare ale reflectoarelor, care nu au focarul în același punct cu restul reflectorului. În acest fel se poate întîmpla ca pentru o astfel de zonă cu distanță focală mai mare, capătul „a" al filamentului S_2 (fig. 4) să cadă în focarul zonei respective. Din această cauză în fasciculul luminos va ajunge lumină și dincolo de „cut-off", care, dispersată apoi de dispersor, crează o zonă de lumină, provocînd efectul de orbire (haşurat în figura 7). Pentru a evita acest fenomen, este avantajos să se aleagă un profil paraboloidic cu f cît mai mic, pentru care exfocalizarea relativă $\frac{e}{f}$ a filamentului S_2 să fie cît mai mare.

În cazul farurilor care realizează ambele lumini, alegerea reflectorului paraboloidic trebuie făcută ținînd seamă de considerentele legate de realizarea ambelor lumini. Se mai are în vedere și importanța care se atribuie în mod

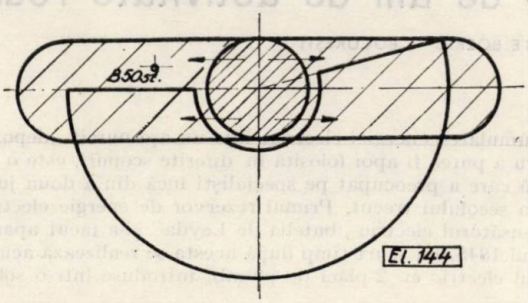


Fig. 7. Formarea zonei de lumină cu efect de orbire în fasciculul de lumină atenuată asimetrică.

special realizării uneia sau alteia din cele două lumini. Se precizează că cele prezentate mai sus sînt valabile în cazul lămpii cu incandescență, cu forma celor două filamente conform figurii 1.

4. Exemple de alegere a reflectorului paraboloidic

Pentru a exemplifica cele expuse mai sus se prezintă trei cazuri, luate din experiența întreprinderii Electrobanat-Timișoara :

Farul „Carpați" Ø 180 (cu lumină atenuată asimetrică). Acest far a fost asimilat într-o perioadă în care nu s-a pus încă accent pe lumina atenuată, ci numai pe cea de distanță. Diametrele fiind $d = 45$ mm și $d = 180$ mm, paraboloidul cu flux maxim utilizat ar fi fost cu distanța focală $f = 22{,}5$ mm (vezi relația (2). S-a ales $f = 36$ mm, ținînd cont de cele arătate la capitolul 2. Experiența a arătat că, din cauza distanței focale relativ mari la acest far, există pericolul de orbire în cazul luminii atenuate, conform fenomenului descris la 3c.

Farul cu lumină atenuată asimetrică FA—170

Diametrele reflectorului paraboloidic sînt $d = 45$ mm și $D = 164$ mm. S-a urmărit realizarea condițiilor Regulamentului nr. 1 (C.E.E.) pentru ambele lumini. Paraboloidul cu flux maxim utilizat ar fi cu $f = 21{,}18$ mm, relația (2), dar avînd în vedere cele arătate în capitolul 2, s-a ales $f = 27$ mm. Atunci pentru datele lămpii cu $e = 6$ mm și $r = 2{,}75$ mm (fig. 1) rezultă din (3) : $\gamma_D = 1°55'$.

Farul cu lumină atenuată asimetrică FA—130.

Diametrele reflectorului paraboloidic sînt $d = 41{,}5$ mm și $D = 128$ mm.

Regulamentul nr. 1 (C.E.E.) permite, pentru farurile cu diametre D mai mici de 160 mm, reducerea valorilor de iluminare în zonele limitate inferior, în raportul a $\left(\frac{D-45}{160-45}\right)^2$, adică, în cazul de față în raportul de $\left(\frac{128-45}{160-45}\right)^2 = 0{,}521$.

S-a urmărit totuși încadrarea luminii atenuate asimetrice fără reducere. Aceasta pentru o utilizare ulterioară a farului, într-un sistem de faruri gemene, unde urmează ca un alt far să realizeze lumina de distanță conform Regulamentului nr. 1 (C.E.E.), fără reducere. Fiind, deci, nevoie de utilizarea maximă a fluxului luminos, s-a ales $f = 18{,}5$ mm (din (2) rezultă $f = 18{,}22$ mm). Pentru $e = 6$ mm și $r = 2{,}75$ mm (fig. 1) rezultă din (3) : $\gamma_D = 2°10'$.

5. Concluzii

În cazul luminii de distanță, se constată că utilizînd lampa cu incandescență, conform figurii 1, se obține o iluminare axială mare cu un reflector paraboloidic avînd distanță focală cît mai mică. Din motive tehnologice și din punct de vedere al focalizării cît mai bune a produselor de serie este avantajos însă un reflector paraboloidic cu distanță focală cît mai mare. Soluția trebuie căutată deci, într-un compromis.

Din punct de vedere al luminii atenuate asimetrice este avantajos un reflector paraboloidic cu distanță focală mică. Alegerea reflectorului paraboloidic pentru un far auto se face în conformitate cu scopul urmărit : realizarea în mod egal atît a luminii de distanță, cît și a luminii atenuate asimetrice, sau accentuarea specială a uneia dintre lumini.

Bibliografie

[1] Nations Unies, Comission Economique pour l'Europe-Comité des Transports Interieurs : Accord concernant l'adoption et la reconnaissance reciproque de l'homologation des equipements et pièces de véhicules á moteur. Addendum 1 : Règlements No. 1 et No. 2 a annexer á l'Accord — Revision 1.

[2] *Oberst, L., Iakobovits, Alex.* : Studiul analitic al reflectorului paraboloidic cu sursa de lumină în focar. Sesiunea științifică jubiliară a cadrelor didactice, Institutul politehnic Brașov, 6—7 decembrie 1968.

[3] *Oberst, L., Iakobovits, Alex.* : Studiul reflectorului parabolic cu sursa de lumină exfocalizată axial. A XII-a Sesiune științifică a cadrelor didactice, Institutul politehnic „Gh. Gh. Dej" București 22—24 mai 1970.

Intrat în redacție la 4.07.1973.

ANIVERSĂRI

25 de ani de activitate rodnică a întreprinderii „Acumulatorul"

EROFTE BOERIU* – BUCUREȘTI

CZ 621.312 : 621.355.2 Acumulatorul (498)

Acumularea energiei electrice într-un așa-numit „depozit", pentru a putea fi apoi folosită în diferite scopuri, este o problemă care a preocupat pe specialiști încă din a doua jumătate a secolului trecut. Primul rezervor de energie electrică, condensatorul electric „butelia de Leyda" și-a făcut apariția în anul 1845. La scurt timp după acesta se realizează acumulatorul electric cu 2 plăci de plumb, introduse într-o soluție de acid sulfuric, de către Iosef Sinsteden. Mai tîrziu, în 1859, Gaston Planté aduce o serie de îmbunătățiri acumulatorului lui Sinsteden, mărind suprafața plăcilor prin spiralarea benzilor de plumb și izolarea lor cu benzi de cauciuc.

Ideea acumulării de energie electrică pătrunde și în România, unde, în anul 1887 frații Tudor crează, pe baza principiilor Planté, acumulatoare de mare suprafață, cu plăci alveolare. Dar, fabricația de acumulatoare electrice începe, la noi în țară, în anul 1912, prin înființarea unor ateliere de montaj pentru acumulatoare staționare, sub denumirea de

* *E. Boeriu* este inginer șef la întreprinderea „Acumulatorul" din București.

„Tudor SAR". De fapt însă, în acea perioadă nu se putea vorbi de o fabricație de acumulatoare, în țară făcîndu-se doar montarea reperelor de acumulatoare primite din Germania, întrucît atelierele respective erau o reprezentanță a capitalului german „Akummulatoren Fabrik".

După eliberarea țării de sub jugul fascist și mai ales după naționalizarea principalelor mijloace de producție, fabricația de acumulatoare intră pe un făgaș nou, acela, caracterizat de însăși economia socialistă, al participării largi a colectivului la organizarea și la conducerea uzinei.

Astfel, s-au luat măsuri de regrupare a tuturor atelierelor existente într-o întreprindere de sine stătătoare, înființîndu-se, în anul 1949, întreprinderea „Acumulatorul". Pentru început producția se desfășura în vechile ateliere, neexistînd spațiul corespunzător amplasării unei fabrici de acumulatoare. Adevărata regrupare a atelierelor și organizarea producției de acumulatoare începe în 1953, cînd datorită substanțialelor investiții alocate de stat, s-a putut trece la construcția noului obiectiv industrial „Acumulatorul", în afara sferei locuibile a orașului București, această condiție fiind impusă de specificul de fabricație.

Cu fondurile alocate s-au putut reorganiza atît fabrica, cît și întreaga ei producție, pe baze noi, științifice, în pas cu tehnica actuală. Întreprinderea trece, astfel, printr-un complex de transformări care îi schimbă complet starea de înapoiere în care se afla înainte de naționalizare.

Pentru obținerea unei eficiențe economice cît mai ridicate, fondurile de investiții alocate au fost dirijate, în primul rînd, spre modernizarea și reconstrucția din temelii a capacităților de bază ale uzinei, precum și a instalațiilor învechite la care se lucra.

Au fost, deci, modernizate o serie de utilaje de bază, printre care : morile pentru fabricarea oxizilor de plumb ; mașina de turnat bile, cu alimentarea directă a morilor, instalația de malaxare, presele pentru plăcile formate etc., fapt ce a contribuit la îmbunătățirea radicală a calității acumulatoarelor fabricate. Paralel cu modernizarea s-a completat necesarul productiv al întreprinderii cu o serie de utilaje din țară (redresoare cu seleniu pentru liniile de formare, cabine pentru scurtarea timpului de uscare a plăcilor formate, linie de formare cu ghidaje, baie de plumbuit etc.), precum și unele din import (o mașină de turnat grătare din R. D. Germană și alta din R. P. Polonă).

Aceste acțiuni au determinat creșterea capacității de producție cu aproape 70 % în anul 1967, față de 1959, eliminarea locurilor înguste de la turnătorie și formare, echilibrarea sectoarelor de producție, creșterea realizărilor de plan cu 182 % în 1967, comparativ cu anul 1955.

Măsurile tehnico-organizatorice, legate de aspectul cantitativ al producției, sînt cumulate cu preocupările permanente pentru creșterea nivelului calitativ al produselor. Sub acest aspect s-a realizat înlocuirea cutiilor din lemn pentru asamblarea elementelor auto în baterii cu monoblocuri din ebonită, precum și a separatorilor riglați, din lemn, cu o combinație lemn-PVC perforat și ondulat.

Pentru a răspunde în mod cît mai corespunzător nevoilor interne, au fost asimilate în fabricație, pe baza STE, produse noi ca : bateria 12 Es 320 cu plăci subțiri și separatori combinați, cu folie din vată de sticlă, avînd valori mari pentru curenții de demaraj (pentru locomotiva diesel electrică), bateria 12 Eg 153 (pentru tractoare), bateria 12 Dg 64 (pentru autocamioane), toate în monoblocuri de ebonită.

Laboratorul central al uzinei, dezvoltat concomitent cu organizarea fabricației, rezolvă probleme ca : analiza chimică a plumbului și a componentelor aliajelor, analiza și stabilirea parametrilor pentru diferite tipuri de paste, a purității materialelor utilizate în fabricația acumulatoarelor, studiul capacității diferitelor tipuri de baterii, al curenților de șoc, duratei de viață în ciclurile funcționale etc.

O etapă nouă, superioară, în dezvoltarea întreprinderii o constituie cea a anilor 1967—1972, cînd producția de acumulatoare românești devine, din punct de vedere calitativ, comparabilă cu cea similară pe plan mondial.

Producția de acumulatoare auto și de tracțiune pastată a fost modernizată integral. Pentru tracțiune s-a asimilat un nou tip de placă pozitivă : placa tubulară ; cu acest tip de placă, în combinație cu plăci negative pastate, se fabrică acumulatoarele tubulare (Pantzer sau PAS).

Durata de viață a acestor acumulatoare este de 4—5 ori mai mare decît a celor de tracțiune pastată (maximum 1500 cicluri, față de maximum 300 cicluri).

Are loc, în această etapă, modernizarea integrală a producției de acumulatoare auto. Se asimilează în fabricație acumulatoarele cu plăci subțiri, care, la un consum de plumb mai redus, oferă curenți de demaraj mai mari (4,5 × C20, față de 3 × C20). Separatorii din lemn și PVC perforat-ondulat, se înlocuiesc în întregime cu separatori microporoși din PVC sinterizat, fapt care contribuie la obținerea unor produse de calitate superioară, pe lîngă o serie de avantaje economice. Astfel, separatorii din PVC sinterizat pot lucra la temperaturi de 60—65°, fără pericolul de a se carboniza (pericol pe care îl prezentau cei din lemn cu PVC ondulat), conservînd mai bine, în timp, viața bateriei.

Una din realizările importante este varianta acumulatoarelor uscat-încărcate, care permite depozitarea produselor, înainte de utilizare, timp de aproximativ 2 ani fără degradarea lor și fără să fie nevoie de încărcare înainte de punerea în funcțiune. Pentru auto se adoptă varianta acumulatoarelor cu capac general, care micșorează consumul de plumb din accesorii, reduce căderile de tensiune și mărește curenții de șoc, micșorînd valoarea autodescărcării și numărul accidentelor provocate de scurtcircuitarea legăturilor aparente.

Introducerea separatorilor din PVC sinterizat și asimilarea cutiilor de ebonită presată și din materiale plastice, precum și completarea sortimentelor cu cele de tracțiune tubulară, au ridicat calitatea acumulatoarelor de tracțiune la nivelul tehnicii mondiale.

Pentru a putea face față cu succes problemelor deosebite, ridicate de fabricația de acumulatoare, întreprinderea a fost dotată cu utilaje de mare productivitate, cu un grad ridicat de automatizare, achiziționate pe bază de licență. Astfel, morile de oxizi de plumb, cu ciclu complet automatizat, funcționînd în limite de temperatură bine determinate au o productivitate de 1200 kg oxid pe oră, ceea ce depășește cu mult productivitatea a 10 mori vechi la un loc. Liniile de formare cu alimentare individuală din redresoare tiristorizate formează una din cele mai moderne instalații de acest gen din fabrica noastră (doi roboți preiau sau plasează cuvele pe liniile de formare). Formarea plăcilor se face după o cartelă — program, în care s-au cesemnat treptele de curent, timpul de pauză, sau descărcarea în rețea a liniei respective. Secția de montaj a fost dotată cu mașini de împachetat cu un grad mare de mecanizare, iar operațiile se succed într-un flux continuu, pe bandă, pînă la faza finală — predarea produsului la magazie.

Pentru fabricarea separatoarelor și a buzunarelor pentru elementele PAS s-a creat o secție cu utilaje moderne pentru sinterizarea prafului de PVC. Toate operațiile, inclusiv controlul final, sînt mecanizate, desfășurîndu-se sub supravegherea unor aparate indicatoare.

În prezent, fabrica beneficiază de un atelier de prototipuri, precum și de o serie de laboratoare, care rezolvă probleme legate de analize, tehnologii, măsură și control etc.

Toate aceste măsuri, conjugate cu o organizare corespunzătoare, au ridicat fabricația de acumulatoare la un nivel competitiv, atît din punct de vedere calitativ, cît și din punct de vedere al dotării tehnice, cu cele mai moderne fabrici din Europa.

În perspectivă se dezvoltă activitatea de cercetare — proiectare produse, tehnologii și echipamente concepționale, superioare celor existente, în cadrul atelierelor de proiectare, laboratorului de cercetare recent înființat, al stațiilor pilot și atelierelor de prototipuri și autodotare, care conturează perspectiva unor dezvoltări ulterioare, concepute și realizate în întregime în țară.

Procesul de perfecționare continuă va duce la satisfacerea nu numai a necesarului intern de acumulatoare dar, se va putea participa cu competitivitate la export, reușind să alăturăm acumulatoarele românești celor mai bune produse străine de acest gen.

Intrat în redacție la 30. IV. 1973.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI

Instalaţie de echilibrare dinamică şi supraturare a rotoarelor de turbine şi turbogeneratoare realizată la I.M.G.B.

Construcţia grupurilor turbogeneratoare a început în ţara noastră din primii ani ai industrializării socialiste şi a continuat tradiţia existentă, în domeniul realizării agregatelor grele, la Întreprinderea de Construcţii de Maşini din Reşiţa.

După 1950 puterea unitară a grupurilor realizate în ţară a crescut continuu şi, după 1960, s-a atins treapta de 60 MW. Odată cu realizarea puterii de 60 MW pe unitate, au fost atinse limitele posibilităţilor existente la I.C.M.R. şi, din această cauză, s-a hotărît construirea unei noi uzine de echipament energetic, actuala Întreprindere de Maşini Grele Bucureşti.

După cum este cunoscut, I.M.G.B. este dimensionată pentru a realiza grupuri avînd puteri unitare pînă la 1200 MW. Una dintre prinicpalele probleme ce se pun la realizarea echipamentelor rotative de astfel de dimensiuni este echilibrarea dinamică şi supraturarea rotoarelor. Pentru efectuarea acestei operaţii, în ţară în cadrul I.M.G.B., a fost realizat un stand de echilibrare, care poate satisface nevoile uzinei, pentru echilibrarea rotoarelor turboagregatelor, putînd executa şi comenzi de echilibrare pentru alte piese grele cum ar fi rotoare de ventilatoare, volanţi etc.

Caracteristici tehnice

Caracteristicile principale ale instalaţiei de echilibrare sînt următoarele :

— greutatea rotoarelor de echilibrat, 1—80 tf ;
— diametrul maxim al rotorului în aer, 3700 mm ;
— deschiderea maximă între fusuri, 13,5 m ;
— deschiderea minimă între fusuri, 1500 mm ;
— diametrul maxim al fusului, 580 mm ;
— diametrul minim al fusului, 100 mm ;
— numărul minim de ture pe minut la antrenarea obiectului de echilibrat, 500 t/min ;
— numărul maxim de ture pe minut la antrenarea obiectului de echilibrat : 4500 t/min.

Antrenarea rotorului de echilibrat se face cu ajutorul a unuia sau două motoare de curent continuu alimentate de la un generator antrenat de motoare asincrone. Acest sistem de antrenare permite o variaţie continuă a vitezei de rotaţie între 500 şi 4500 ture pe minut ceea ce creează condiţii pentru rezolvarea celor mai grele probleme privind echilibrarea dinamică a rotorului.

Măsurarea vibraţiilor este realizată cu ajutorul unei bucle de măsură formată din :

— traductoare electrodinamice relative orizontale şi, absolut verticale, montate pe corpul fiecărui lagăr al maşinii ; un generator de fază care se roteşte sincron cu rotorul de echilibrat ; un generator de fază care se roteşte cu o viteză de rotaţie dublă, faţă de a rotorului de echilibrare ; aparate secundare pentru măsurarea vibraţiilor (de tip wattmetric, în coordonate carteziene) în planul vertical şi orizontal al fiecărui lagăr precum şi un aparat dublu wattmetric, în coordonate polare care înregistrează rezultanta valorilor celor două aparate însumate geometric.

Lagărele maşinii de echilibrare sînt de construcţie specială ceea ce permite funcţionarea în regim rigid sau elastic. În ambele cazuri este posibilă urmărirea variaţiei vectorilor amplitudinilor vibraţiilor corpului de echilibrat pe toată gama de viteze de rotaţie analizate. Indicaţiile fiind o funcţie a vitezei medii de oscilaţie, este posibilă evidenţierea directă a vitezelor critice ale rotoarelor.

În scopuri de cercetare, instalaţia dă posibilitatea măsurării armonicelor duble ale corpului de echilibrat. Sensibilitatea instalaţiei este de maxim 3 microni la 3000 t/min, fapt ce permite rezolvarea celor mai exigente probleme de echilibrare dinamică, ridicate, în prezent, de construcţia turbinelor şi turbogeneratoarelor de mare putere.

Pentru rotoarele bobinate ale turbogeneratoarelor, instalaţia dă posibilitatea ca, simultan cu echilibrarea dinamică, să se execute următoarele operaţii şi încercări :

— măsurarea rezistenţei de izolaţie în stare de repaus şi în mişcare ;
— măsurarea impedanţei rotorului în stare de repaus şi mişcare ;
— polimerizarea înfăşurării rotorice ;
— măsurarea rezistenţei ohmice ;
— variaţii de temperatură care să simuleze condiţiile reale de funcţionare ;
— încercarea bobinajului, faţă de corpul rotorului, cu tensiune mărită de frecvenţă industrială, la viteza nominală ;
— încercarea cu tensiune mărită între sfere.

Echilibrarea rotoarelor paletate, de turbină sau ventilatoare, se poate realiza în aer, la un cuplu variabil funcţie de viteza de rotaţie a corpului de echilibrat şi momentul maxim de frecare al acestuia în aer, moment care nu poate depăşi mărimea de $M_{max} = 4000$ kgm.

Pentru echilibrarea şi supraturarea rotoarelor de turbină cu palete lungi standul este prevăzut cu o carcasă în care se poate realiza un vid corespunzător, cu ajutorul unei instalaţii de vid de mare capacitate.

Rezultatele obţinute pînă în prezent

Instalaţia este în funcţiune de aproximativ patru ani, timp în care au fost echilibrate rotoare de turbogenerator de 60 ; 100 ; 200 şi 300 MW precum şi numeroase rotoare de turbină.

Pentru obţinerea unei echilibrări de calitate, care să se menţină şi în condiţii de funcţionare în exploatare, este necesar ca această operaţie să se efectueze la turaţia şi temperatura de regim nominal, precum şi la supraturaţia impusă de norme.

Ing. T. Ciubotaru şi ing. O. Cherteş

Stand şi o nouă metodă de încercare a balasturilor pentru lămpi fluorescente tubulare, în vederea determinării fiabilităţii lor

În cadrul secţiei de cercetarea calităţii din ICPE s-a realizat un stand multifuncţional, pe care se pot face, în paralel, încercări de durată, electrice şi termice pe balasturile pentru lămpi fluorescente tubulare.

Noutatea acestui stand o constituie posibilitatea executării unor încercări de durată accelerată asupra balasturilor. Deoarece durata de viaţă a balasturilor este foarte mare, necesitatea unor astfel de încercări accelerate (scurtare a timpului de încercare prin solicitări mărite), este stringentă.

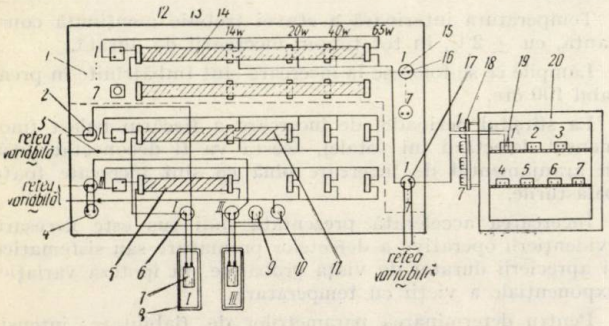
Standul de încercare, prezentat în figura 1, cuprinde două scheme distincte : schema 1 pentru proba de durată ; schema 2, pentru încercări electrice şi termice.

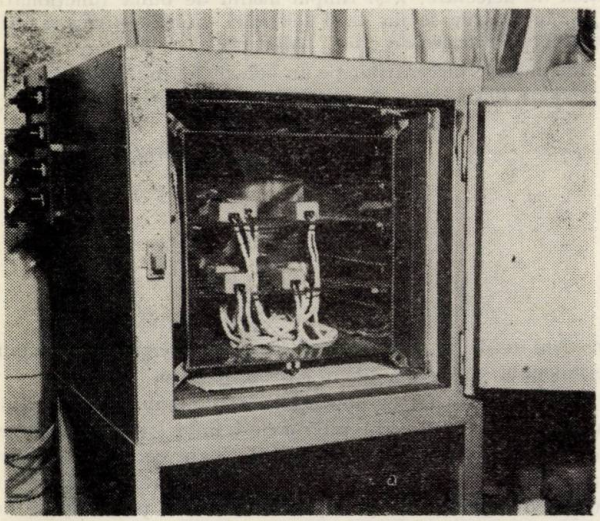
Schema 1, pentru proba de durată, cuprinde în partea de sus a panoului din figura 1 (a şi b), 7 circuite identice : lampă, starter şi balast.

Fiecare circuit este legat ca în figura 2.

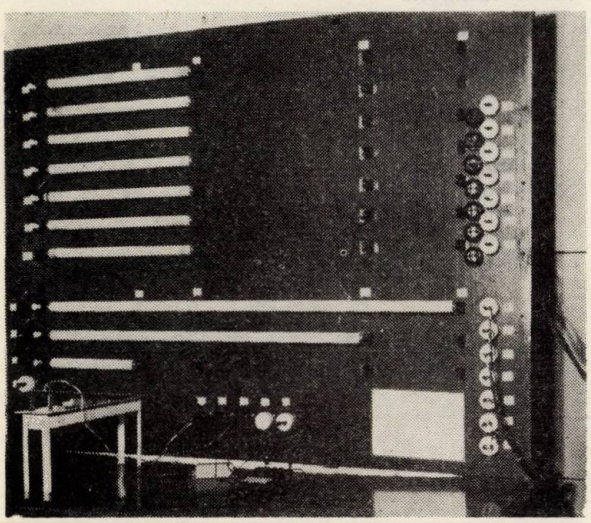
Lămpile şi starterele din cele 7 circuite (1—7) sînt montate pe panou (fig. 1a), iar balasturile sînt montate într-o etuvă

alăturată panoului (fig. 1b). Pe panou și etuvă, sînt montate o serie de prize (1—7) necesare măsurării unor parametri electrici ca: tensiuni, curenți, sau rezistențe ale înfășurării balasturilor.





a)



b)

Fig. 1. Stand pentru încercări electrice, termice și de durată a balasturilor de tip BIA și BIM:

1 — panou, 1 buc.; *2* — priză, 3 buc.; *3* — bornă, 3 buc.; *4* — priză balast (I), 1 buc.; *5* — lampă LFA 14 W; *6* — priză încălzire, 3 buc.; *7* — balast încălzire, 3 buc.; *8* — cutie încălzire, 3 buc.; *9* — priză balast (U), 1 buc.; *10* — priză lampă, 1 buc.; *11* — lampă LFA 20 W; *12* — dulie starter, 10 buc.; *13* — dulie lampă, 50 buc.; *14* — lampă LFA 65 W; *15* — priză trecere, 7 buc.; *16* — călăreț, 10 buc.; *17* — priză de rețea, 7 buc.; *18* — priză etuvă 7 buc.; *19* — balast pentru durată, 7 buc.; *20* — etuvă - schema electrică.

Schema 2 cuprinde în partea de jos a panoului 3 circuite (I—III) pentru încercări termice, iar circuitul III permite și măsurări ale caracteristicilor electrice ale balasturilor.

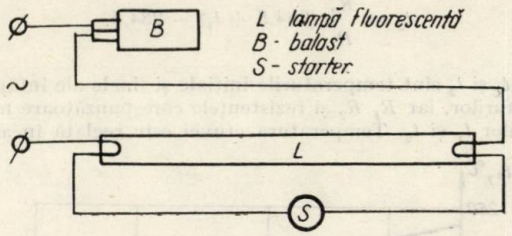


Fig. 2

Prin folosirea acestui stand, se creează posibilitatea de a se încerca toată gama de lămpi fluorescente tubulare (14 la 65 W) fabricate la noi în țară.

Metoda de încercare. Alegerea unei metode de încercare depinde de solicitările funcționării reale, precum și de gradul de cunoaștere a mecanismelor de defectare.

Îmbătrînirea termică a izolației, duce la micșorarea duratei de viață a balasturilor, a cărei valoare teoretică este de 10 ani. Pentru scurtarea acestui timp de încercare se folosește temperatura teoretică de încercare (L) corespunzătoare unei încercări accelerate echivalentă cu o funcționare de 10 ani la temperatura nominală maximă de funcționare *tw*. Valoarea lui *tw* este dată de materialul din componența balastului cu cea mai mică temperatură (ex. la balastul de tip BIA 20 W, 220 V, hîrtia are cea mai mică temperatură 105°C).

Durata de viață a izolației balasturilor prezintă, în general, o variație exponențială cu temperatura:

$$L = K\, e^{\frac{D}{T}} \qquad (1)$$

unde K și D sînt două constante, iar T este temperatura absolută. Într-un sistem de izolație cu 2 temperaturi diferite, corespund 2 durate de viață date de următoarele relații:

$$L = K\, e^{\frac{D}{T}} \quad (1) \qquad \text{și} \qquad L_0 = K\, e^{\frac{D}{Tw}} \qquad (2)$$

unde $L_0 = 3652$ zile (10 ani), iar Tw = temperatura absolută maximă de funcționare.

Împărțind cele 2 relații și apoi logaritmînd obținem relația:

$$\log L - \log L_0 = \frac{D}{T} \log e - \frac{D}{Tw} \log e \qquad (3)$$

Făcînd notația $P = D \log e$, relația (3) devine:

$$\log L = \log L_0 + P\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{Tw}\right) \qquad (4)$$

Pentru temperaturi de funcționare a balasturilor $tw \leqslant$ $\leqslant$120°C, valoarea lui P este adoptată empiric la 4500.

Cu ajutorul relației 4 au fost trasate curbele din figura 3, pentru diferiți *tw*, în care se arată dependența dintre temperatura înfășurării pe balast (t_2) și timpul de încercare în zile.

Încercarea de durată accelerată a balasturilor este efectuată cu ajutorul standului descris la primul punct. Din punct de vedere electric, balasturile trebuie să funcționeze în condiții normale de tensiune și frecvență.

Lămpile și starterele sînt montate pe un panou, iar balasturile sînt introduse într-o etuvă a cărei temperatură este reglabilă (0—200)°C.

Cele 7 balasturi ce se încearcă la o temperatură de încercare) sînt distanțate între ele în interiorul etuvei cu cel puțin 150 mm.

Determinarea temperaturii înfăşurării pe balast se face prin metoda varierii rezistenţei dată de relaţia :

$$t_2 = \frac{R_2}{R_1}(234{,}5 + t_1) - 234{,}5, \qquad (5)$$

unde t_1 şi t_2 sînt temperaturile iniţiale şi finale ale înfăşurării balasturilor, iar R_1 R_2 şi rezistenţele corespunzătoare temperaturilor t_1 şi t_2. Temperatura etuvei este reglată în aşa fel

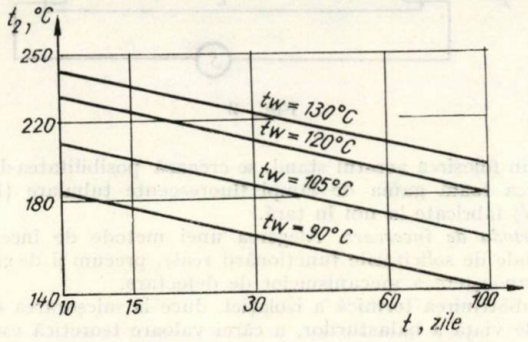


Fig. 3

încît se poate aştepta ca, în timpul probei de durată, temperatura t_2 pe balast, să fie obţinută în funcţie de temperatura de funcţionare a balastului (tw) indicată de producătorul de balasturi.

Temperatura interioară a etuvei trebuie menţinută constantă, cu $\pm$ 2°C, în tot timpul încercării de durată.

Lămpile ce se folosesc la încercare sînt îmbătrînite în prealabil 100 ore.

La sfîrşitul perioadei de încercare a fiecărui balast (momentul defectării lui totale), acesta va fi deconectat, însă în aranjamentul de încercare pînă ce sînt încercate toate balasturile.

Încercarea accelerată prezentată mai sus este necesară evidenţierii operative a defectelor premature sau sistematice şi aprecierii duratei de viaţă probabile, în ipoteza variaţiei exponenţiale a vieţii cu temperatura.

Pentru determinarea parametrilor de fiabilitate; intensitatea de defectare, λ şi timpul mediu de bună funcţionare, t_{med}, încercările se fac la 3 solicitări diferite (temperaturi), pe 3 loturi diferite de cîte 7 balasturi.

Rezultatele încercărilor pe un balast de tip BIA 20 W/220V (cu tw = 105°C), vor fi prezentate într-un viitor articol.

Ing. *C. Ivanovici*

Noi tipuri de frigidere „Fram"

Pentru a lărgi gama sortimentală, Întreprinderea mecanică din Sadu a început să fabrice de curînd încă două noi tipuri de frigidere („Fram"—22 şi „Fram"—35) destinate, de data aceasta, pentru a fi utilizate de posesorii de autovehicule. Date fiind sursele de alimentare specifice (baterie auto de 12 V sau de 16 V, arzător de propan sau reţeaua de curent de 110 V, 220 V, 240 V, la frecvenţele de 50 Hz sau 60 Hz) noile frigidere pot fi folosite, în condiţii optime, pe orice autovehicul, în caravanele auto, în locurile de camping, pentru păstrarea băuturilor şi a fructelor.

Noile tipuri de frigidere, „Fram"—22 şi „Fram"—35, sînt formate dintr-un dulap tip boxă cu izolaţie termică din poliuretan monobloc rigid. Agregatul de răcire-absorbţie este fixat pe peretele din spate al dulapului, executat din tablă zincată, iar grupul evaporator este montat în cuva dulapului.

Agregatul de răcire funcţionează pe principiul absorbţiei cu gaz echilibrator şi este confecţionat din ţevi de oţel, îmbinate prin sudură, etanşă. Sursa lui de încălzire poate fi o rezistenţă de 70 W/220; 12 V sau un arzător cu gaze.

În interiorul cuvei se află evaporatorul pe care se aşază tăviţa cu grătare, pentru formarea cuburilor de gheaţă.

Temperatura în interiorul cuvei, precum şi consumul de energie electrică se stabilesc prin două termostate ce sînt montate independent, în circuitul de 220 V şi 12 V, pe peretele din tablă zincată ce maschează şi protejează agregatul.

În cazul încălzirii cu gaze, acest lucru se face cu ajutorul unui termocuplu, care comandă arzătorul de gaze.

Amplasată în partea superioară a dulapului, uşa închide dulapul etanş, atît prin intermediul unei garnituri magnetice, cît şi prin propria-i greutate. Uşa are pereţi dubli, executaţi din masă plastică, între care este spumat poliuretan. Pereţii dulapului sînt protejaţi anticoroziv prin vopsire cu vopsea de cuptor, iar agregatul vopsit cu asfalt lac.

Caracteristicile tehnice ale acestor frigidere sînt prezentate în tabela alăturată.

Caracteristici tehnice	„Fram"—22	„Fram"—35
— înălţimea, mm	427	437
— lăţimea, mm	450	480
— adîncimea, mm	345	405
— volumul brut, dm³	22 ± 3%	35 ± 3%
— volumul util, dm³	21 ± 3%	34 ± 3%
— greutatea, kg	13	14

E.K.

RECENZII

AL. FRANSUA, A. NICOLAIDE, GH. TRIFU. **Mașini electrice uzuale. Exploatare și regimuri de funcționare.** Editura Tehnică București, 1973, 416 p.

Mașinile electrice și transformatoarele joacă un rol deosebit de important în producerea, transportul, distribuția și utilizarea energiei electrice, de buna lor funcționare și exploatare depinzînd, deci, toate sectoarele economiei naționale. Drept urmare, în literatura tehnică de specialitate din țara noastră a apărut un număr însemnat de lucrări în acest domeniu. Astfel în Editura tehnică a apărut de curînd o lucrare adresată celor care exploatează și întrețin mașinile electrice : muncitorilor calificați, maiștrilor, tehnicienilor, subinginerilor și inginerilor, solicitînd din partea cititorului un nivel mediu de cunoștințe electrotehnice și matematice. Cartea este rodul unei colaborări, între specialiștii din învățămîntul superior (prof. Al. Fransua și prof. A. Nicolaide) și din industrie, (ing. Gh. Trifu) un exemplu de integrare activă între școală, cercetare și producție.

Lucrarea cuprinde 9 capitole ce tratează pe rînd probleme principale ale transformatoarelor, motoarelor asincrone, mașinilor, sincrone și de curent continuu.

Primul capitol abordează problema alegerii mașinilor electrice, funcție de condițiile de exploatare, respectiv de serviciile de funcționare, altitudinea locului de lucru, temperatura și natura mediului ambiant, precum și protecțiile necesare, regimurile de pornire și suprasarcină, probleme definite și dezbătute pe baza standardelor românești și normelor CEI în vigoare.

Transformatoarele fac obiectul capitolului al doilea, atenția autorilor fiind îndreptată, în special, asupra problemelor de montare, punere în funcțiune și exploatare a lor. Sînt prezentate metodele de determinare a parametrilor electrici ai transformatoarelor trifazate, pe baza datelor de catalog, tipurile și verificarea grupelor de conexiuni, metodele de alegere a transformatoarelor funcție de condițiile de exploatare, punerea lor în funcțiune, încercările tip, întreținerea uleiurilor. Defectele și regimurile anormale de funcționare constituie o altă problemă tratată de autori, accentuîndu-se fenomenele de suprasarcină, de zgomot anormal în interiorul cuvei, străpungere și întrerupere a înfășurărilor, funcționarea releului Bucholtz, anomaliile la funcționarea în gol.

Capitolul al III-lea se ocupă de mașina asincronă. După prezentarea performanțelor și a caracteristicilor sale, în două subcapitole se indică metodele de determinare a parametrilor electrici, pe baza datelor de catalog, și a încercărilor de laborator, mărimi care permit apoi trasarea grafică a caracteristicilor mecanice ale mașinii. Pornirea motoarelor asincrone, în special pentru unitățile mari, poate fi dificilă, autorii recomandînd în acest scop diverse soluții, completate cu scheme de comutație, protecție și comandă, adecvată. Aceste regimuri de pornire, precum și regimurile de suprasarcină pot conduce la încălziri periculoase ale mașinii și chiar la distrugerea izolației. Pentru evitarea unor asemenea situații se dau relații din care se deduc timpii maximi de supraîncărcare, frînare sau accelerare.

În exploatare mașina asincronă poate fi alimentată de la sisteme dezechilibrate, nesimetrice sau nesinusoidale. Ultima situație, întîlnită din ce în ce mai des în sistemele moderne de acționări electrice, este prezentată în lucrare, remarcîndu-se atît posibilitățile largi de reglare a vitezei, cît și efectele energetice negative ale soluției. În încheierea capitolului se prezintă criterii de alegere a mașinilor asincrone, funcție de condițiile de exploatare, de punerea lor în funcțiune, de întreținerea, reviziile și defectele ce pot apărea în cursul funcționării.

Capitolul IV „Mașina sincronă" face o scurtă prezentare a proprietăților, ecuațiilor, diagramelor de fazori și caracteristicilor principale ale acestui convertor electromecanic, atît pentru regimul de motor, cît și pentru cel de generator. Pe baza parametrilor electrici se indică metode de determinare a caracteristicilor de pornire în asincron a motoarelor sincrone, dezbătîndu-se totodată problemele termice aferente. Excitația, cea mai delicată parte a acestei mașini, este tratată în mod corespunzător, prezentîndu-se, în paralel, atît soluțiile clasice, cît și cele cu semiconductoare comandate. Capitolul se încheie cu criterii de alegere a mașinilor sincrone, de punerea lor în funcțiune, apoi întreținerea, defectele și regimurile anormale de funcționare.

Capitolul V tratează mașina de curent continuu, principiul său de funcționare, ecuațiile și caracteristicile celor trei regimuri posibile : generator, motor, frînă. Ca și în cazurile precedente, sînt abordate problemele specifice de punere în funcțiune, întreținere, defecte și regimuri anormale de lucru, capitolul încheindu-se cu o prezentare a metodelor de reglare a vitezei. Schemele și caracteristicile instalațiilor de comandă cu tiristoare sînt și ele tratate pe larg.

Problemele de reducere a zgomotului produs de transformatoare și mașinile rotative, fac obiectul capitolului al VI-lea. Sînt prezentate pe rînd sursele posibile de zgomot, precum și posibilitățile pe care constructorul sau specialistul din exploatare le au pentru a reduce, pe cît posibil, efectele sale negative.

Capitolele VII și VIII prezintă limitele admisibile de încălzire a mașinilor și transformatoarelor electrice, influența suprasarcinilor de scurtă durată asupra timpului de serviciu a izolației electrice. Problema a fost abordată pentru fiecare tip de mașină și în capitolele precedente, tratîndu-se însă numai elementele specifice : de această dată se oferă o vedere generală legată de clasele de izolație, de viața mașinii, de posibilitățile pe care le avem pentru a o prelungi.

Ultimul capitol, al IX-lea, se ocupă de problema curenților electrici care se închid prin lagăre. Se prezintă metodele și posibilitățile care ne stau la îndemînă pentru reducerea sau anularea acestor efecte negative. Cartea se încheie cu o bogată bibliografie (96 de titluri) și cu o listă a standardelor referitoare la mașinile și transformatoarele electrice. Multe din titlurile citate sînt lucrări originale ale autorilor, lucrări la care cei interesați pot apela cu deosebit succes.

Prof. dr. doc. ing. *V. Corlățeanu*

JAMES E. JOHNSON — **Servosisteme electrohidraulice** (Electrohydraulic Servo Systems), Industrial Publishing Company, Cleveland 1973, p. 183

Sistemele electrohidraulice joacă un rol important în tehnica automatizării. Cartea lui J. E. Johnson abordează acest domeniu cu largi aplicații în tehnică, adresîndu-se unui număr ridicat de specialiști din tehnica civilă și militară. Cu ajutorul unui aparat matematic destul de simplu, cititorul este pus la curent cu particularitățile automatizărilor electrohidraulice și, pe baza cunoștințelor căpătate, poate aborda cu succes problemele de proiectare a servosistemelor de poziționare, urmărire și reglaj de viteză. Ca exemple, sînt prezentate cele mai noi realizări în domeniul construcției de mașini-unelte cu sisteme de comandă electrohidraulică, sisteme ce pot fi construite pe baza elementelor dezbătute în lucrare. În cele 11 capitole pe care le conține, cartea tratează pe larg principiile și elementele servosistemelor electrohidraulice.

Capitolul I „Concepte de bază" face o prezentare generală a sistemelor electrohidraulice și a metodelor de reglaj, ilustrînd mai multe sisteme de acest fel pentru controlul vitezei, poziționare, copiere etc și dînd cititorului o vedere de ansamblu asupra domeniului.

Capitolul al II-lea „Servocomponente", înfățișează pe larg elementele componente principale ale servosistemelor : servomotoarele liniare, pompele cu roți dințate, motoarele cu pistoane radiale, servomotoarele cu pistoane axiale. O atenție specială este acordată diverselor tipuri de traductoare analogice sau digitale, traductoare de viteză, poziție, presiune, accelerație, debit, cuplu etc.

Capitolul al III-lea, „Servovalve", descrie principiul de funcţionare şi construcţie a acestor elemente, reacţia negativă, caracteristicile în regim staţionar şi dinamic ale sistemelor care le utilizează.

Servomotoarele cu viteză variabilă formează subiectul capitolului IV, în care se prezintă problemele de comandă a turaţiei şi a direcţiei acestor dispozitive. Ca exemplu, se descrie comanda unei maşini de rectificat, tipică pentru sistemele cu viteză reglabilă.

În capitolul V, „Servomotoare pentru poziţionare", sînt descrise schemele generale ale acestor elemente, utilizate pentru maşinile—unelte de copiat, sisteme ce au ca bucle de reacţie traductoare, potenţiometre, selsine sau transformatoare rotative.

Servomotoarele de forţă, presiune sau cuplu, prezentate în capitolul VI, sînt elemente a căror mărime de ieşire este reprezentată de un efort mecanic, folosindu-se ca elemente traductoare cristale piezoelectrice sau mărci tensiometrice.

Capitolul VII, „Servoamplificatoare", prezintă amplificatoarele electronice şi parametrii lor caracteristici. După ce se definesc factorii de amplificare şi erorile specifice, se prezintă diverse tipuri de amplificatoare operaţionale integrate, cu caracteristici liniare, produse de firmele Burr-Brown şi Vickers.

Capitolul VIII se ocupă de programatoare, divizoare de tensiune, relee sau reţele cu diode. Analiza servosistemelor face obiectul capitolului IX, definindu-se funcţia de transfer şi stabilitatea acestor scheme. Sînt prezentate performanţele sistemelor electrohidraulice, definindu-se frecvenţa lor proprie şi factorii ce influenţează calitatea răspunsului.

Capitolele X şi XI cuprind probleme de punere în funcţiune şi de întreţinere a servosistemelor, precum şi elemente specifice de montaj şi exploatare. În încheiere se trec în revistă posibilităţile şi aplicaţiile lor industriale.

Concepută ca o lucrare cu profund caracter practic, adresată inginerilor din exploatare şi proiectare, cartea îşi atinge scopul oferind cititorului un material bogat pentru înţelegerea şi realizarea sistemelor electrohidraulice, sisteme simple, robuste şi cu largi aplicaţii în toate domeniile tehnicii.

Dr. ing. *Răzvan Măgureanu*

RENÉ CHALANDE ş.a.: **Mesureet élimination de l'électricité statique nuisibile**; Editions Eyrolles, Editons Gauthier — Villars, Paris 1973 (216 p. 88 fig.)

Problema măsurării şi eliminării electricităţii statice care apare în procesele tehnologice a căpătat o importanţă deosebită în ultimul timp, mai ales în sectoarele care prelucrează sau utilizează mase plastice, fibre sintetice, sulf sau hidrocarburi,atît datorită accidentelor grave (explozii, incendii) pe care le poate provoca, cît şi dificultăţilor tehnologice pe care le antrenează la tot pasul. Acestei probleme i s-au consacrat multe simpozioane şi colocvii internaţionale, iar în literatura de specialitate au apărut numeroase lucrări pe această temă, dar nici una din ele nu pare mai în realitatea industrială ca lucrarea pe care ne propunem să o prezentăm.

Cartea, scrisă de un colectiv de competenţi şi reputaţi specialişti din industrie şi cercetare, îşi propune să informeze pe cititor (tehnician, inginer), asupra principalelor cauze şi situaţii în care poate apărea electricitatea statică în industrie, asupra mijloacelor de detecţie, măsurare şi eliminare, precum şi asupra mijloacelor de prevenire a accidentelor datorate acesteia.

Astfel, în capitolul 1 se prezintă numeroase situaţii şi procese tehnologice în care poate apărea electricitatea statică, efectele nocive ale acesteia, metodele şi mijloacele de detectare şi eliminare a lor cu accentul pe eliminarea prin ionizarea aerului înconjurător — precum şi metodele şi mijloacele de prevenire a apariţiei acestei electricităţi în unele procese tehnologice.

Din acest capitol se degajă ideea că, eliminarea electricităţii statice într-un proces tehnologic este întotdeauna o problemă particulară, valabilă, de regulă, numai pentru cazul respectiv şi, ca urmare, înainte de a se opta pentru un anume tip de eliminator (cu ionizare cu inducţie etc.), trebuie să se studieze particularităţile procesului respectiv, deoarece un eliminator perfect, în anumite condiţii, poate avea performanţe mai slabe în alte condiţii, inferioare chiar unui simplu montaj necostisitor, dar bine adaptat situaţiei concrete respective.

În capitolul 2 se descriu principalele metode şi aparate pentru detectarea şi măsurarea sarcinii electrice statice în procesele industriale, cu accentul pe aparatura electronică cu tuburi şi cu tranzistoare şi cu atenţie sporită asupra precauţiilor ce trebuie luate mai ales la detectarea acestei sarcini.

În capitolul 3 se prezintă concluziile unui studiu asupra posibilităţilor de eliminare spontană şi provocată a electricităţii statice de pe suprafaţa electroizolanţilor solizi — cauza multor defecte şi accidente în exploatarea maşinilor şi aparatelor electrice cu izolaţie pe bază de răşini sintetice.

În capitolul 4 se descriu principalele tipuri de ionizare radioactivă, recent apărute, şi se dau indicaţii preţioase asupra manevrării şi folosirii acestor aparate, cu accentul pe precauţiile destinate protecţiei operatorului şi evitării contaminării radioactive a mediului în care sînt utilizate.

În capitolul 5 se prezintă principalele cauze de apariţie a electricităţii statice industria hidrocarburilor — cu accentul pe cele destinate motoarelor de avion — accidentele pe care le generează, precum şi unele mijloace de prevenire a acestora.

În fine, în capitolul 6 se prezintă unele probleme generale de electrostatică şi diverse constante de material interesînd acest domeniu.

Cartea prezentată nu are factura unui tratat sau a unui manual didactic, ci este axată pe furnizarea unor indicaţii uşor exploatabile de către cei ce lucrează în diverse ramuri ale industriei, unde apare electricitatea statică, indicaţii izvorîte din experienţa de laborator şi de industrie a autorilor.

Această particularitate a cărţii în discuţie, ne permite să afirmăm că ea va suscita un interes sporit în rîndul celor ce lucrează în diverse ramuri industriale (şi cercetare) din ţara noastră şi de aceea, am propune Editurii tehnice să studieze posibilitatea traducerii în limba română a acestei valoroase cărţi, cu atît mai mult cu cît în literatura noastră de specialitate se observă un mare gol în acest domeniu, mereu actual şi de mare importanţă pentru economia naţională.

Conf. dr. ing. *Mihai Antoniu*

CONTENTS

DC 621.318.42.018.2

Popescu, I. and *Antonescu, M.*: **Study of transient regime double-ferroresonant circuits by numeric and analogue computing methods.**
Electrotehnica **22**, no. 4, Apr. 1974, p. 112–117
The authors analyse transient regime double-ferroresonant circuits in the case of coupling to a sinusoidal signal source. The non-linear element of the circuit is a ferromagnetic core coil, running on direct current. The calculation of the variations of the initial current conditions in transient regime is carried out by numeric and analogoue methods.

DC 621.014.31.001.25 : 621.316.5.064.4
Sasu, M.: **Determination of arc-suppression-arc back conditions described by Rieder-Urbanek equation.**
Electrotehnica **22**, no. 4 Apr. 1974, p. 118–128
For the simulation of an interruption arc in interaction with a simple a.c. circuit, the author has used an analogue computer. The paper describes the method employed to resolve the Rieder – Urbanek equation, analysing the results of the analogue computer – based research into the conditions occurring at the limit of the two regimes of the electric arc : arc back and arc suppression.

DC 621.314.13 : 621.314.63
Strănescu, I., Florescu, D. and *Săndulache, G.*: **Optimizing of an automatic regulation system with direct current controller equipped with thyristors used in urban traction.**
Electrotehnica **22**, no. 4, Apr. 1974, p. 128–134
The authors analyse the stabiliy of thyristor – equipped installations used in urban traction, employing a digital computer. To determine the optimum parameters of the controller and of the d.c. motor, the authors have analysed : the stability of the system, the steady-state error and the response time, making use of the non-linear differential equations of the system, obtaining diagrams and charts that can be used by designers of thyristor – equipped installations employed in urban traction.

DC 621.316.575 : 621.314.63
Matlac, I., Cernat, M. and *Szekely, I.*: **Study of the operation of single-phase a.c. static contactors with semi-controlled valves.**
Electrotehnica **22**, no. 4, Apr. 1974, p. 134–143
The authors describe the operation of single-phase a.c. static contactors with ideal semi-controlled valves, under symmetrical and asymmetrical conditions, depending on the character of the load.

DC 621.329.12 : 629.113
Oberst, L. and *Iakobovits, A.*: **Choice of paraboloid reflectors for motorcar headlamps with assymmetrical dimmed light.**
Electrotehnica **22**, no. 4, 1974, p. 144–147
The authors present the criteria on which is based the choice of paraboloid reflectors for motocar headlights. The out of paraboloid reflectors must provide both distance beam and lower asymmetrical beam. The authors present three cases of paraboloid reflector choice gathered from the experience of I.I.S. Electrobanat.

ANNIVERSARIES.
DC 621.312 : 621.355.2 Acumulatorul (498)
Boeriu, E.: **„Acumulatorul" : 52 yars of succesful activity.**
Electrotehnica **22**, no. 4, Apr. 1974, p. 147–148

ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 149–151

REPORTS 152–153

SOMMAIRE

CD 621.318.42.018.2

Popescu, I. et *Antonescu, M.* : **L'étude du circuit doubleferrorésonant, en régime transitoire, par la méthode de calcul numérique et analogique.**

Electrotehnica **22**, no. 4, avril 1974, p. 118–128

On analyse le régime transitoire en circuit doubleferrorésonant pour le cas du couplage à une source sinusoïdale de signal. L'élément non-linéaire du circuit représente une bobine à noyau ferromagnétique, commandée en courant continu. Le régime transitoire est étudié à l'aide des méthodes numériques et analogiques, lorsque les conditions initiales du circuit varient.

CD 621.3.014.31.001.25 : 621.316.5.064.4

Sasu, M. : **La détermination des conditions de transition de l'extinction au réallumage d'un arc électrique décrit par l'équation de Rieder et Urbanek.**

Electrotehnica **22**, no. 4, avril 1974, p. 112–117

Pour modéler un arc électrique d'interruption, en interaction avec un circuit simple de courant alternatif, on a utilisé un calculateur analogique. L'ouvrage présente la méthode de calcul utilisée pour résoudre l'équation de Rieder et Urbanek et analyse les résultats obtenus à la suite des recherches, à l'aide d'un calculateur analogique, concernant les conditions à la limite entre les deux régimes de l'arc électrique de réallumage et d'extinction.

CD 621.314.13 : 621.314.63

Străinescu, I., Florescu, D. et *Săndulache, G.* : **L'optimisation d'un système de règlage automatique à varieur de courant continu à thiristors, utilisé pour la traction urbaine.**

Electrotehnica **22**, no. 4, avril 1974, p. 144–147

Les auteurs ont cherché a faire l'analyse de la stabilité des équipements à thiristors, utilisés pour la traction urbaine, en se servant du calculateur digital. Pour déterminer les paramètres optimum du régulateur et du moteur de courant continu, on a analysé : la stabilité du système, l'erreur stationnaire et le temps de la réponse, en utilisant les équations différentielles non-linéaires du système ; on a obtenu des diagrammes et des tableaux qui peuvent être utilisés par ceux qui élaborent le projet des équipements à thiristors, utilisés pour la traction urbaine.

CD 621.316.575 : 621.314.63

Matlac, I., Cernat, M. et *Szekely, I.* : **L'étude du fonctionnement des contacteurs statiques de courant alternatif monophasé à soupapes semi-commandées.**

Electrotehnica **22**, no. 4, avril 1974, p. 128–134

On présente le fonctionnement en régime symétrique et asymétrique, des contacteurs de courant alternatif monophasés, à soupapes semi-commandées idéales, en rapport avec le caractère de la charge.

CD 621.329.12 : 629.113

Oberst, L. et *Iakobovits, A.* : **Le choix du réflecteur paraboloïdique pour les phares d'auto à lumière atténuée asymétrique**

Electrotehnica **22**, no. 4, avril 1974, p. 134–143

On présente les considérations à base desquelles on peut choisir le profil du réflecteur paraboloïque pour les phares d'auto. Cherchant à obtenir à partir du même phare une lumière de distance, ainsi qu'une lumière atténuée asymétrique, le choix du profil du réflecteur paraboloidique s'effectue en tenant compte des aspects présentés par les deux sortes des lumière. Pour exemplifier, on présente trois cas de choix du profil du réflecteur paraboloïdique, de l'expérience du I.I.S. Electrobanat.

ANNIVERSAIRES

CD 621.312 : 621.355.2 Acumulatorul (498)

Boeriu, E. : **25 ans d'activité fructueuse à l'entreprise „Acumulatorul".**

Electrotehnica **22**, no. 4, avril 1974, p. 147–148

RÉALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 149–151

COMPTES-RENDUS 152–153

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

9 zile la Tîrgul de mostre din Hanovra:

Zile ale anului dedicate domeniului

Elektro-technik

Timp de 9 zile Tîrgul de mostre din Hanovra devine centrul mondial al electrotehnicii. Oferta prezentată se extinde de la microsubansambluri pînă la transformatoare de mare putere. De la prezentarea unui circuit de reglare pînă la proiectarea unor rețele energetice complete. Tîrgul din Hanovra vă dă, atît o imagine de ansamblu, cît și informații amănunțite într-un timp foarte scurt.

84% din cei care hotărăsc asupra cumpărăturilor consideră vizitarea Tîrgului de mostre din Hanovra ca indispensabilă*. Se culeg informații, se găsesc sugestii și imbolduri pentru domeniul electrotehnic și cele apropiate, ca, de pildă, tehnica lucrărilor de birou și a informațiilor, tehnica automatizării și a acționărilor.

Programați-vă și dvs. „zilele destinate Tîrgului din Hanovra", care merită să fie văzut deoarece „Piața mondială din Hanovra" are loc numai o dată pe an sub această formă concentrată. Și numai o dată în lumea întreagă.

* vezi broșura „Der transparente Markt" (Piața transparentă) pe care v-o trimitem cu plăcere.

„Industria vă invită.
Hanovra vă urează bun sosit."

Informații, idei, sugestii

Tîrgul de mostre din Hanovra

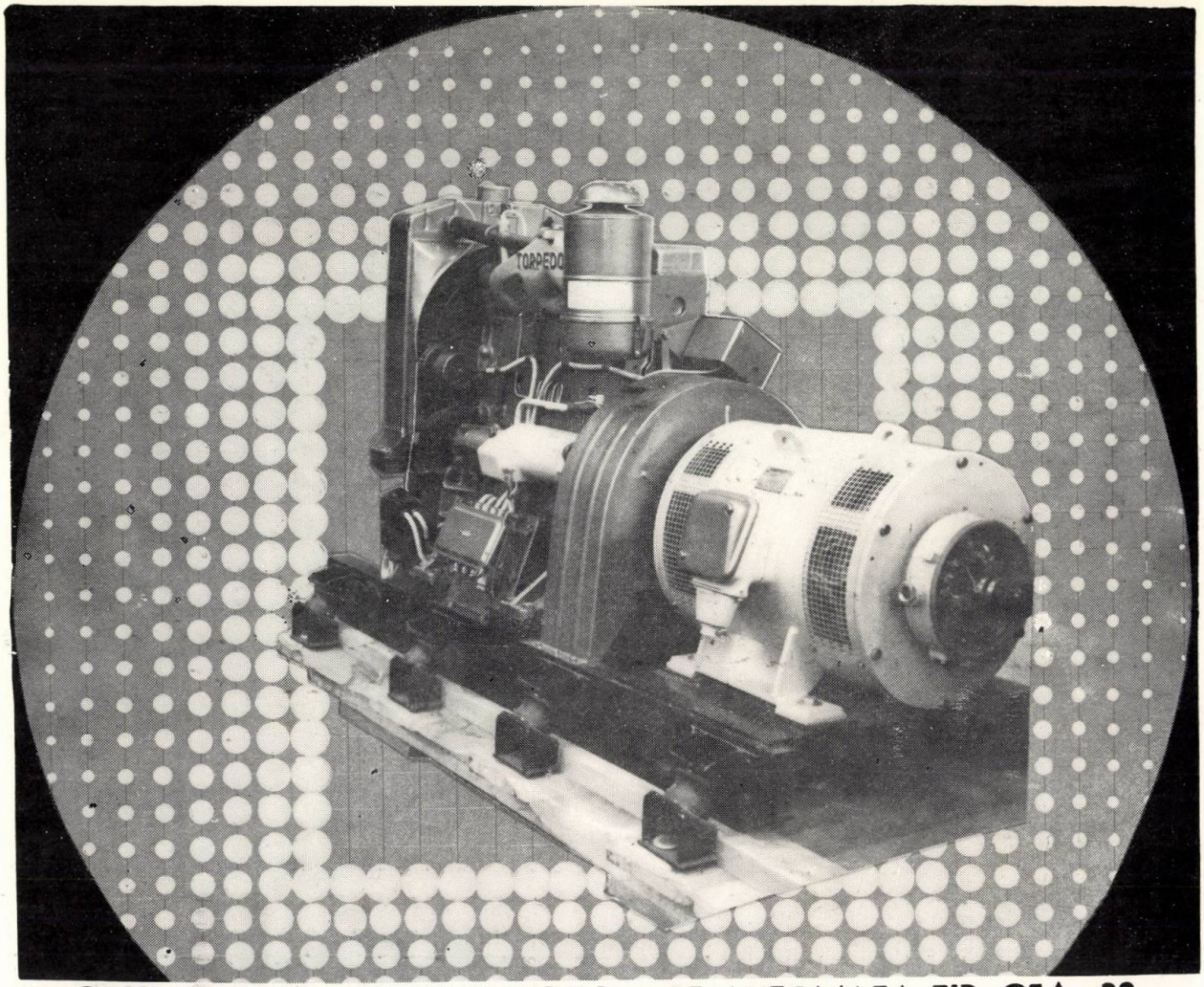
Hannover Messe 74

de la 25.4.
la 3.5.1974

Cereți, de la „Deutsche Messe- und Austellungs-AG, D — 3 Hannover-Messegelände, Tel. (0511) 891, Telex 09 22 728, listele de exponate, care vă interesează, în domeniile :

- Tehnica energiei electrice
- Lămpi, corpuri de iluminat, tehnica instalațiilor
- Electronică distractivă
- Tehnica telecomunicațiilor
- Subansambluri electronice
- Tehnica electrică și electronică a măsurării și automatizării
- Tehnica lucrărilor de birou și a informațiilor.

PUBLICOM



GRUP ELECTROGEN CU FUNCȚIONARE AUTOMATA TIP GEA—38

Producător: I.M.E.B.

Domeniul de utilizare: Grup de intervenție în cazul avariei rețelei electrice.

Caracteristici tehnice:

Puterea aparentă	38 kVA	Frecvența	50 Hz
Tensiunea între faze	400 V	Factorul de putere (cos φ)	0,8

Puterea motorului termic 56 CP

Grupurile asigură în mod automat, alimentarea consumatorilor în maximum 6 secunde din momentul sesizării avariei rețelei electrice.

Motoarele termice sînt prevăzute cu un sistem automat de preîncălzire a apei de răcire și în funcționare sînt protejate împotriva scăderii presiunii uleiului. Orice defecțiune ce apare în timpul funcționării grupului este semnalizată optic și acustic.

ÎNTREPRINDEREA DE MAȘINI ELECTRICE

IMEB BUCUREȘTI

STR. HO ȘI MIN, NR. 4, SECT. 7, TEL. 31.52.20.

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

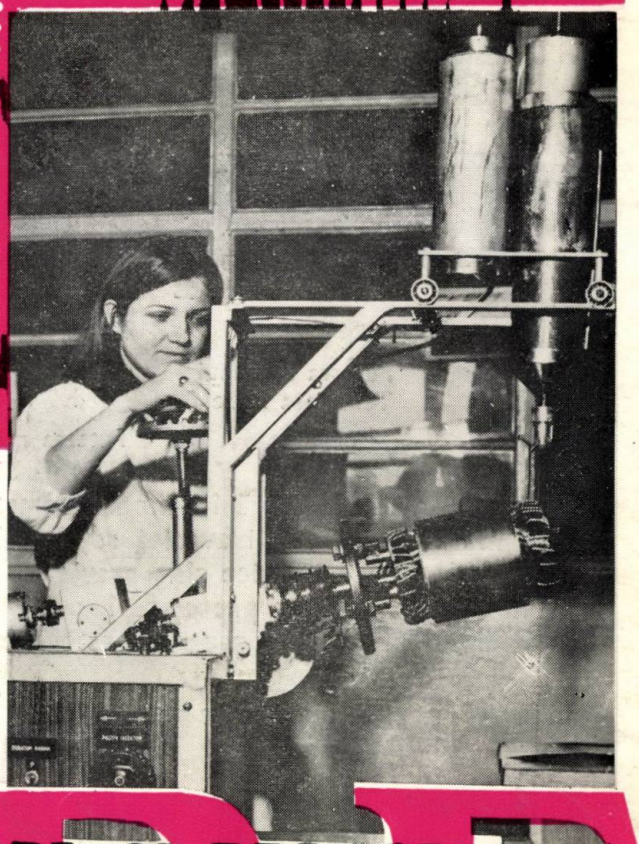
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



1974 IUI 03

ICPE

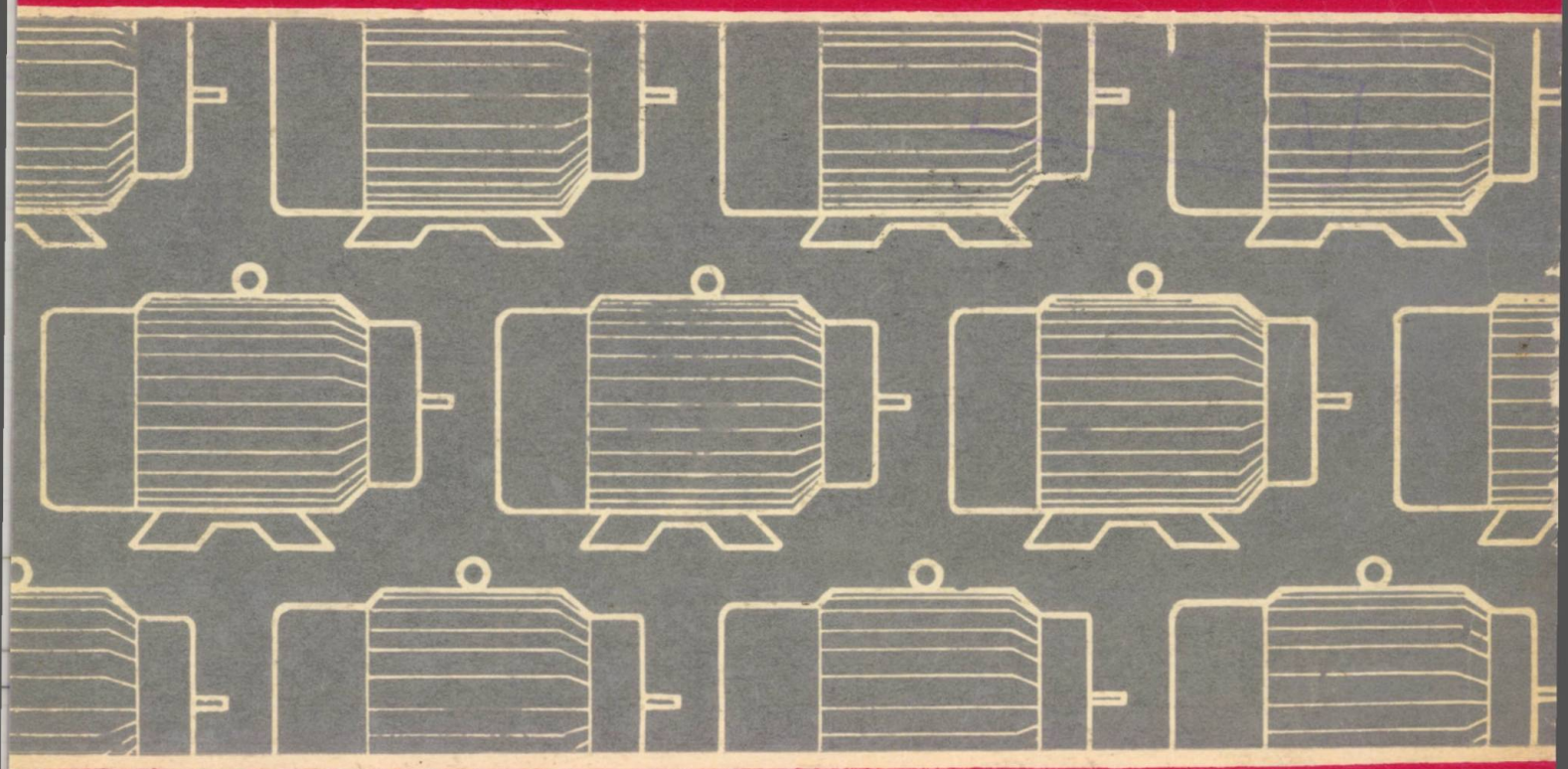
INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

R

ELECTROTEHNICA



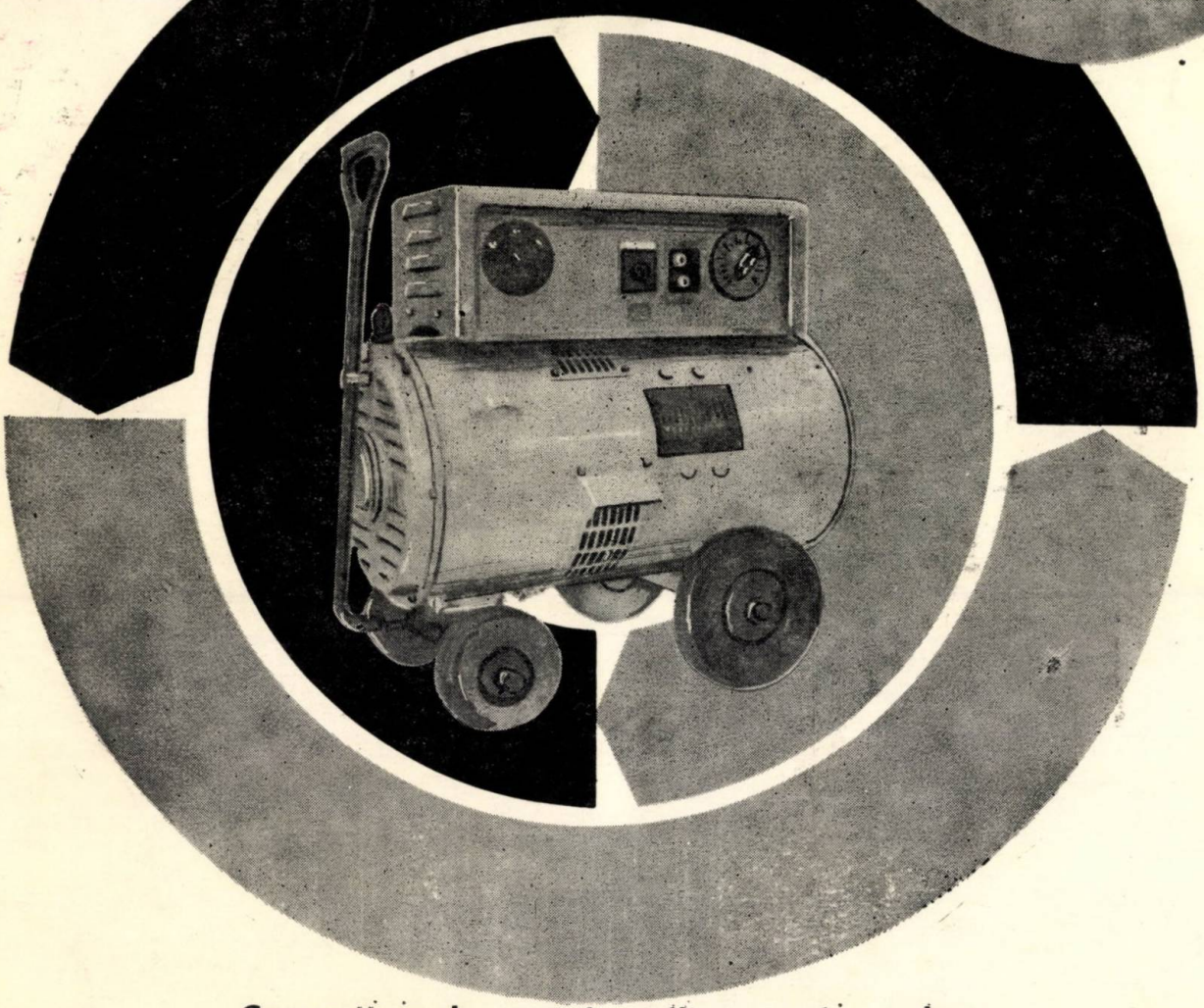
5-6

ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 22 ● Nr. 5—6 ● MAI-IUNIE 1974

I.M.E.B

ÎNTREPRINDEREA DE MAŞINI ELECTRICE-BUCUREŞTI

STR. HO ŞI MIN, NR. 4, SECT. 7. TEL. 31.52.20



Convertizor de curent continuu pentru sudare cu arc electric tip CS—315

Producător: I.M.E.B.

DOMENIU DE UTILIZARE: Sudare cu arc electric în curent continuu, manual cu un singur post de lucru şi caracteristică externă coborîtoare.

CARACTERISTICI TEHNICE

GENERATOR

Serviciu tip nominal, S6—60%
Curent nominal de sudare, 315 A
Tensiunea de lucru la curentul nominal, 33 V
Durata ciclului de sudare, 5 minute
Domeniu de reglare 50—370 A ; 22—35 V
Tensiune maximă de mers în gol, 76 V

MOTOR

Tensiuni de alimentare, 220, 380—440—500 V

Turaţie sincronă a motorului, 3000 rot/min

Greutate convertizor, 290 kg

ELECTROTEHNICA

Anul 22 Nr. 5—6, pag. 157—192 mai-iunie 1974

CUPRINS

CZ 621.313.333.018.33.004

Antoniu, I. S., Moraru, A., Ocnaşu, I. şi *Zissu, S.*: **Funcţionarea motorului asincron cu rotorul în colivie, în regim deformant de tensiune.**

Electrotehnica **22**, nr. 5—6 1974, p. 157—161

Se prezintă funcţionarea motorului asincron trifazat, alimentat cu tensiuni nesinusoidale. Studiul se efectuează considerînd modelul idealizat al maşinii, urmărind comportarea ei ca aparat deformant, de categoria a II-a şi analizînd influenţa ei în sistemul electroenergetic. Se trag concluzii asupra spectrului curentului absorbit de motor, funcţie de spectrul tensiunii aplicate, asupra factorului de putere al motorului, în regim deformant, pentru motoare de diferite puteri. Se arată că motorul asincron agravează mult regimul nesinusoidal, distorsiunile curentului fiind mai mari, la motoarele de putere mai mare.

CZ 621.333.2.042.12

Nicolescu, E.: **Încălzirea şinei de reacţie a motorului asincron liniar de tracţiune.**

Electrotehnica **22**, nr. 5—6 1974, p. 162—166

Se tratează problema încălzirii şinei, la metroul echipat cu motoare liniare, pe baza energiei disipate în şină la accelerarea de demaraj.

CZ 621.3.017.31/32 : 621.318.122

Gavrilă, H.: **Asupra unei separări a pierderilor prin curenţi turbionari în tola feromagnetică.**

Electrotehnica **22**, nr. 5—6 1974, p. 166—168

Pornind de la un model adecvat al structurii de domenii a unei tole feromagnetice cu anizotropie magnetică uniaxială şi utilizînd soluţia problemei de cîmp, obţinută într-o lucrare anterioară, se propune o modalitate de separare a diferitelor categorii de pierderi prin curenţi turbionari. Separarea indicată permite şi evidenţierea corecţiilor ce trebuie aduse rezultatului teoriei clasice.

CZ 621.315.616.96 : 53.082

Şontea, S. şi *Băltănoiu, M.*: **Folosirea ultrasunetelor la controlul calităţii izolaţiilor turnate din răşini epoxidice.**

Electrotehnica **22**, nr. 5—6 1974, p. 169—173

Se prezintă cercetările efectuate în domeniul folosirii ultrasunetelor la aprecierea calităţii izolaţiilor turnate din răşini epoxidice.

CZ 621.316.923.1.001.25

Lupaş, O.: **Calculul încălzirii tranzitorii a siguranţelor fuzibile ultrarapide. Dependenţa curentului limită termic de forma şi frecvenţa curentului.**

Electrotehnica **22**, nr. 5—6 1974, p. 173—179

Se prezintă o metodă de calcul pentru dimensionarea siguranţelor ultrarapide folosite la protecţia redresoarelor cu semiconductoare.

CZ 621.317.311.088.22

Sloica, A.: **Sisteme de corecţie a funcţionării instalaţiilor de măsurare a curentului continuu prin compensarea automată a amperspirelor.**

Electrotehnica **22**, nr. 5—6 1974, p. 180—185

Utilizînd metoda planului şi a traiectoriilor de fază, s-au stabilit condiţiile în care are loc „desprinderea" instalaţiei de măsurat (analizată ca un sistem automat de urmărire) de semnalul de c.c. de la intrare şi s-au definit regimuri de „comutare statică" şi de „comutare dinamică" pentru instalaţia de măsurat.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI 186—187

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE 188—192

COMITETUL DE REDACȚIE

doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. ș. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Repu-ialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRA- — redactor responsabil; dr. ing. V. BUNEA; ing. v. U; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLAȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTINA POPESCU; prof. ing. VL. POPOVICI; academician prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Cu acest număr revista ,,ELECTROTEHNICA'' își încetează apariția.

Cu începere din luna iulie 1974, va apare o revistă nouă, cu titlul ,,Electrotehnica, Automatica și Electronica'', organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea științifică a Institutului Central de Cercetări pentru Electronică, Electrotehnică, Automatică, Mașini-Unelte și Mecanică Fină.

Revista va fi editată de Oficiul de Informare Documentară (O.I.D.) al M.I.C.M.U.E. cu sediul în București, Cal. Victoriei nr. 133 și Institutul de Cercetări pentru Industria Electrotehnică, București, Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47.

Articolele trimise pentru publicare și abonamentele se vor primi la O.I.D.—M.I.C.M.U.E., București, Cal. Victoriei nr. 133, telefon 50.40.90. interior 190 și 379.

Tiparul: Intreprinderea poligrafică ,,Informația'', București, str. Brezoianu nr. 23—25. C 1214. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G. P.Tc. cu nr. 137/5988.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA
ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ: INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E.

Anul 22 nr. 5—6 București, mai-iunie 1974

Funcționarea motorului asincron cu rotorul în colivie, în regim deformant de tensiune

ION S. ANTONIU, AUGUSTIN MORARU, ION OCNAȘU, și SILVIU ZISSU* — București

CZ 621.313.333.018.33.004

Considerații generale

Odată cu creșterea puterii în sistemele electroenergetice, au crescut și fenomenele nesinusoidale (deformante) din aceste sisteme. Faptul se datorește, în special, consumatorilor industriali cu instalații de redresare (tracțiune electrică, instalații de electroliză etc.), sau avînd cuptoare electrice cu arc, precum și instalațiilor de iluminat cu tuburi fluorescente. Studiul sistematic al regimului nesinusoidal, inițiat de regretatul Acad. C. Budeanu, își păstrează, deci, actualitatea.

Motorul asincron este unul dintre cele mai importante receptoare industriale de energie electrică. Totuși, comportarea lui în regim deformant de tensiune este relativ puțin studiată și numai sub aspectul influenței acestui regim asupra caracteristicilor motorului.

În lucrările clasice se arată că, în regim nesinusoidal (deformant), randamentul acestei mașini scade, atît datorită scăderii cuplului (deci, și a puterii utile), cît și datorită creșterii pierderilor din mașină.

Cercetările inițiate în anul 1957, de Acad. C. I. Budeanu și de prof. I. S. Antoniu la Institutul de Energetică al Academiei R.S.R. [3], au urmărit adîncirea aspectelor energetice ale funcționării motorului asincron, în regim deformant de tensiune. Aceste cercetări au avut un caracter predominant experimental și s-au efectuat asupra a două motoare asincrone cu rotorul în colivie, avînd puterile nominale de 0,6 kW și 1,7 kW.

Este cunoscută dificultatea obținerii experimentale a tensiunilor trifazate, cu deformare modificabilă. În experiențele amintite, sursa de tensiune deformată a constituit-o un generator sincron de 5kVA fabricat la U.M.E.B., a cărui tensiune la borne prezenta un conținut bogat de armonici, de ordinul 5,7. Conectînd la bornele generatorului o sarcină capacitivă, formată din condesatoare conectate în triunghi, s-a putut modifica, în limite largi, gradul de deformare a tensiunii, creînd diferite situații de rezonanță (pe diverse armonici).

Prelucrarea datelor experiențelor amintite a permis să se tragă concluzii cantitative, în ceea ce privește influența deformării tensiunii de alimentare asupra randamentului, a puterii absorbite și a factorului de putere al motoarelor studiate. Întrucît studiul amintit s-a limitat la acest stadiu, în lucrarea de față ne-am propus o abordare analitică a funcționării motorului asincron în regim deformant de tensiune, punînd accentul pe aspectele energetice-deformante (nu pe cele funcționale, cum se face de obicei), pentru ca metoda să poată fi aplicată motoarelor de orice putere nominală, la care experimentarea ar fi dificilă, sau chiar imposibilă, în condiții de laborator.

Motorul asincron poate fi privit ca un aparat deformant complex, atît de prima categorie, ca sursă a regimului deformant, cît și de a doua categorie, ca amplificator al regimului deformant. Aici se studiază funcționarea motorului asincron ca aparat deformant de a doua categorie. Celelalte aspecte ale funcționării sînt, fie studiate (magnetizarea miezului de fier), fie strîns legate de construcția concretă a fiecărui motor (armonicile de tensiune generate, ca urmare a variației inductivităților mutuale și de magnetizare — armonici de dantură).

Pentru simplificarea studiului se fac următoarele ipoteze asupra mașinii : se consideră o mașină de construcție simetrică ; sistemul tensiunilor trifazate, aplicate statorului este simetric (pe fiecare armonică) ; viteza de rotație a rotorului este constantă ; se neglijează influența armonicilor spațiale ale cîmpului magnetic din întrefierul mașinii ; se ia în considerație o saturație medie a circuitului magnetic, operîndu-se cu o inductivitate de

* Dr. doc. ing. *I. S. Antoniu* este profesor la Catedra de electrotehnică I din Institutul politehnic București ; dr.ing. *A. Moraru*, conferențiar, iar ing. *I. Ocnașu* și ing. *S. Zissu* sînt asistenți la aceeași catedră.

magnetizare (ciclică) constantă; se ia în considerație fenomenul pelicular în înfășurările rotorice; se neglijează variația cu frecvența a rezistenței de pierderi în fier.

Metoda de analiză

Analiza se bazează pe descompunerea în armonici a tensiunii nesinusoidale și pe studierea separată a efectului fiecărei armonici. Se obține, astfel, o serie de motoare, cu același număr de poli ($2p$), cuplate mecanic între ele, avînd aceeași turație a rotoarelor (n) și fiind alimentate cu sisteme trifazate de tensiuni (U_ν), de armonică ν (frecvența $f_\nu = \nu \cdot f$) și diferite succesiuni.

De regulă, între ordinul armonicii și sensul de succesiune a tensiunilor armonice, există următoarele relații:

— armonicile de ordin par sînt nule ($U_{2m} = 0$);

— armonicile de ordin $\nu = 6m + 1$ formează sisteme directe;

— armonicile de ordin $\nu = 6m + 5$ formează sisteme inverse;

— armonicile de ordin $\nu = 6m + 3$ formează sisteme homopolare, care nu influențează în nici un fel funcționarea (întrucît nu pot apărea curenți homopolari de linie).

În cazul general ar putea exista și surse de tensiuni deformate, care să conțină armonici nehomopolare, de orice ordin, dar aici nu se va lua în considerație acest caz, rar întîlnit în practică.

Schema electrică echivalentă a mașinii, pentru armonica de ordinul ν se consideră ca în figura 1,

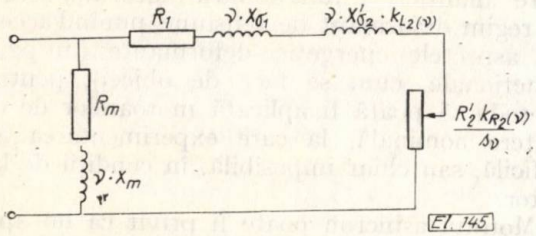


Fig. 1. Schema echivalentă a mașinii asincrone pentru armonica de ordinul ν

parametrii schemei avînd semnificațiile cunoscute (vezi [4] sau [5]).

Alunecarea care intervine este:

$$S_\nu = 1 \mp \frac{1 - s_1}{\nu}, \qquad (1)$$

unde s_1 reprezintă alunecarea corespunzătoare fundamentalei (alunecarea propriu-zisă a rotorului). Semnul se ia superior (—) sau inferior(+), după cum sistemul tensiunilor este direct sau invers.

Se observă că pentru $\nu = 5,7,\ldots$, alunecarea s_ν este apropiată de unitate ($s_\nu \to 1$) și, deci, față de armonicile superioare mașina se comportă ca și cum ar avea rotorul calat. Pentru caracterizarea motorului asincron ca receptor deformant de a doua categorie, cea mai mare importanță o are caracteristica de frecvență a admitanței lui de intrare, $Y_\nu = \frac{I_\nu}{U_\nu} = f(\nu)$. Se observă că această caracteristică depinde, în afară de frecvență (sau de ordinul armonicii), de alunecarea s_1 și de sensul de succesiune a tensiunilor. Alunecarea s_1 fiind mică (1...6%), influențează numai admitanța corespunzătoare fundamentalei (Y_1). Sensul de succesiune a tensiunilor dă o mică dispersie a caracteristicilor, sesizabilă mai mult în argumentul admitanței de intrare, decît în modulul ei (pînă la 3—4%).

Calcule teoretice efectuate

S-au efectuat calcule pentru motoarele din tabela 1, motoare de 0,8 kW, 22 kW și 40 kW. În tabelă se precizează toți parametrii acestor motoare, precum și datele lor nominale (din [6]).

Pentru variația cu frecvența a parametrilor rotorii, s-a avut în vedere o crestătură dreptunghiulară echivalentă cu înălțimea „h" (mm). Succesiunile armonicilor s-au considerat normale, așa cum s-a arătat mai sus.

Tabela 1

Date asupra motoarelor studiate.
(cu $P_n = 0{,}8$ kW și 40 kW)

Date nominale				Parametri de calcul						
Tip	P_n, kW	U_n, V	n_n, rot/min	R_1, Ω	R'_2, Ω	X_{σ_1}, Ω	X'_{σ_2} Ω	R_m, Ω	X_m, Ω	h, mm
ASI 90 S/2	0,8	380/22	1425	8	8	8	8	120	177	13
ASI 200 S/4	22	380/220	1474	0,284	0,25	1,2	1,2	12,4	36,4	32
ASI 250 S/4	40	380/220	1466	0,12	0,234	0,58	0,58	4	24	32

În urma calculelor efectuate, s-au întocmit tabelele 2 și 3, cuprinzînd caracteristicile de frecvență ale admitanței de intrare, în ipoteza neglijării, respectiv a considerării variației cu frecvența a parametrilor rotorici.

Tabela 2

Caracteristica de freevență a motorului asineron, cu P_n = = 0,8 kW, cu parametri independenți de freevență.

ν	1	5	7	11	13	17
s_ν	0,05	1,2	0,86	1,09	0,93	1,06
Y_ν(mS)	9,3	13,4	9,65	6,17	5,22	4
φ_ν	−28°	− 79°50′	− 81°30′	− 85°20′	− 85°35′	− 86°30′
$\frac{Y_\nu}{Y_{1n}}$	1	1,44	1,04	0,66	0,56	0,43

Tabela 3

Caracteristica de freevență a motorului asineron, cu P_n = = 0,8 kW, cu parametri dependenți de freevență.

ν	1	5	7	11	13	17
$k_{r2}(\nu)$	1	2,4	2,4	3,4	3,4	4,15
$k_{L2}(\nu)$	1	0,62	0,62	0,44	0,44	0,36
$Y_\nu(mS)$	9,3	14,5	10,7	7,53	6,34	5,1
φ_ν	−28°	− 71°40′	−74°	− 77°30′	− 77°50′	− 79°40′
$\frac{Y_\nu}{Y_{1n}}$	1	1,56	1,15	0,81	0,68	0,55

Caracteristicile de frecvență, calculate, au fost reprezentate în figurile 2 și 3, cu linie plină, la neglijarea variației cu frecvența a parametrilor rotorici, și cu linie întreruptă, la luarea în considerație a dependenței lor de frecvență. Cu linie-punct, s-au trasat înfășurătorile acestor caracteristici, pentru a se reliefa mai mult variația modulului admitanței de intrare (Y_ν) și a defazajului ei (φ_ν) cu frecvența, respectiv, cu ordinul armonicilor considerate. Pe graficul modulului admitanței de intrare a motorului cu $P_n = 0{,}8$ kW, s-au marcat cu cercuri și cu pătrățele cîteva puncte recalculate (pentru puterea de 0,8 kW), după experiențele menționate [3].

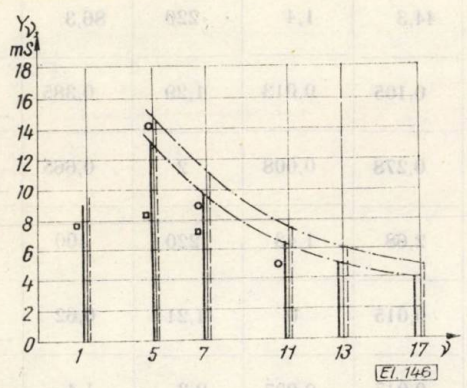


Fig. 2. Modulul admitanței de intrare $Y_\nu = f(\nu)$, pentru motorul cu $P_n = 0{,}8$ kW

Diferențele constatate se explică prin gradul diferit de încărcare a motoarelor din experiențele menționate, și prin parametrii funcționali (mai ales cei rotorici, diferiți de cei ai motorului de 0,8 kW.

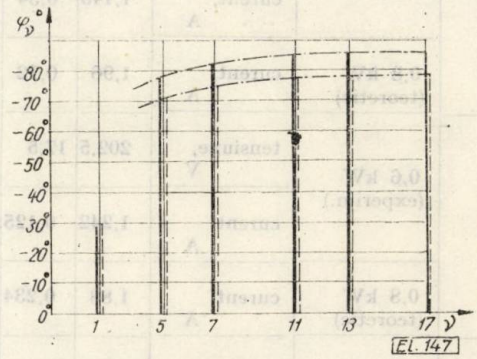


Fig. 3. Argumentul admitanței de intrare $\varphi_\nu = f(\nu)$, pentru motorul cu $P_n = 0{,}8$ kW

În continuare, pentru a compara calculele, bazate pe caracteristicile de frecvență menționate, cu experiența, la tensiuni nesinusoidale, avînd spectrele luate din experiențele descrise în [3], s-au determinat spectrele curenților în

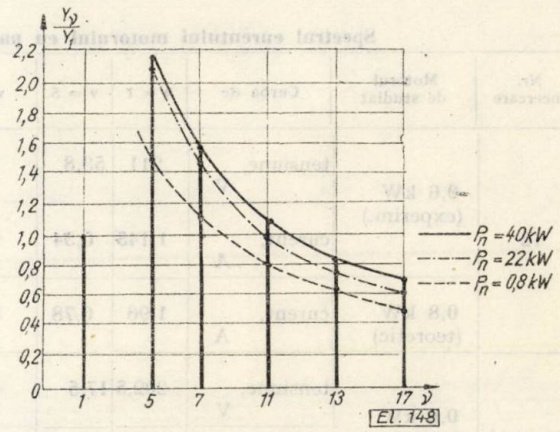


Fig. 4. Admitanța relativă $\frac{Y_\nu}{Y_{1n}}$ pentru motoare de diferite puteri: —— $P_n = 40$ kW; — · — · — $P_n = 22$ kW; – – – – $P_n = 0{,}8$ kW.

cele două situații (considerînd parametrii constanți sau variabili cu frecvența), indicate în tabelele 4 și 5, calculînd și coeficienții de distorsiune corespunzători, ca în [1]. Toate calculele au fost efectuate la turația nominală a motorului. Este de menționat că modificarea alunecării (s_1) influențează practic numai admitanța pe fundamentală (Y_1), însă prin aceasta și coeficientul de distorsiune.

În tabelele 4 și 5, s-au folosit date experimentale din [3], menționîndu-se și numărul încercării efectuate.

În tabela 6, s-au calculat pentru cazul motorului cu $P_n = 0{,}8$ kW, randamentul (η) și factorul de putere în regim deformant (k). Considerînd motorul

Tabela 4

Spectrul curentului motorului cu parametri independenți de frecvență (P_n = 0,8 kW).

Nr. încercare	Motorul de studiat	Curba de	$\nu = 1$	$\nu = 5$	$\nu = 7$	$\nu = 11$	$\nu = 13$	$\nu = 17$	Valoare efectivă,	Reziduu deform,	k_d %
12	0,6 kW (experim.)	tensiune, V	211	53,8	21	9,22	7,54	9,15	220	24	10,8
		curent, A	1,145	0,34	0,105	0,018	0,01	0,008	1,2	0,368	30,7
	0,8 kW (teoretic)	curent, A	1,96	0,72	0,203	0,057	0,039	0,036	2,1	0,777	37
10	0,6 kW (experim.)	tensiune, V	202,5	17,5	4,4	71,3	44,3	1,4	220	86,3	39,4
		curent, A	1,242	0,125	0,029	0,033	0,105	0,013	1,29	0,385	29,2
	0,8 kW (teoretic)	curent, A	1,88	0,234	0,042	0,44	0,229	0,0068	1,96	0,557	28,6
13	0,6 kW (experim.)	tensiune, V	196,2	90,6	43	5,4	2,68	1,43	220	100	45,5
		curent, A	1,026	0,586	0,193	0,028	0,015	0	1,21	0,62	51,5
	0,8 kW (teoretic)	curent, A	1,83	1,27	0,415	0,033	0,014	0,005	2,08	1,305	58

Tabela 5

Spectrul curentului motorului cu parametri dependenți de frecvență (P_n = 0,8 kW).

Nr. încercare	Motorul de studiat	Curba de	$\nu = 1$	$\nu = 5$	$\nu = 7$	$\nu = 11$	$\nu = 13$	$\nu = 14$	Valoare efectivă,	Reziduu deform,	k_d, %
12	0,6 kW (experim.)	tensiune, V	211	53,8	21	9,22	7,54	9,15	220	24	10,8
		curent, A	1,145	0,34	0,105	0,018	0,01	0,008	1,2	0,368	30,7
	0,8 kW (teoretic)	curent, A	1,96	0,78	0,225	0,069	0,05	0,046	2,13	0,84	39,6
10	0,6 kW (experim.)	tensiune, V	202,5	17,5	4,4	71,3	44,3	1,4	220	86,3	39,4
		curent, A	1,242	0,125	0,029	0,033	0,105	0,013	1,29	0,385	29,2
	0,8 kW (teoretic)	curent, A	1,88	0,254	0,047	0,537	0,278	0,008	2	0,665	33,1
13	0,6 ,kW (experim.)	tensiune, V	196,2	90,6	43	5,4	2,68	1,43	220	100	45,5
		curent, A	1,026	0,586	0,193	0,028	0,015	0	1,21	0,62	51,5
	0,8 kW (teoretic)	curent A	1,83	1,315	0,46	0,04	0,017	0,007	2,3	1,4	61,5

Tabela 6

Randamentul și factorul de putere al motorului cu P_n = = 0,8 kW, pentru cazul alimentării cu diferite tensiuni nesinusoidale.

Nr. încercare	P_m, W	$\frac{P_m}{P_n}$	P_1, W	S VA	Cos φ_n	η	k
12	710	0,885	1220	1400	0,88	58%	0,87
10	660	0,828	1010	1320	0,88	64,5%	0,765
13	620	0,785	1005	1520	0,88	61,8%	0,667

Tabela 7

Admitanța relativă $\left(\frac{Y_\nu}{Y_{1n}}\right)$ pentru motoare de diferite puteri.

Motorul studiat	ν	1	5	7	11	13	17
ASI 90 S/2 P_n =0,8 kW.	$\frac{Y_\nu}{Y_{1n}}$	1	1,56	1,15	0,81	0,68	0,55
ASI 200 S/4 P_n = 22 kW	$\frac{Y_\nu}{Y_{1n}}$	1	2,12	1,51	1,03	0,80	0,67
ASI 250 S/4 P_n = 40kW.	$\frac{Y_\nu}{Y_{1n}}$	1	2,16	1,53	1,13	0,9	0,77

alimentat pe rînd cu cîte un anumit spectru al tensiunii nesinusoidale, ca în experiențele efectuate în [3]. Comparînd aceste mărimi funcționale ale motorului, cu aceleași mărimi din cazul alimentării motorului cu o tensiune sinusoidală, de aceeași valoare efectivă ca tensiunea nesinusoidală din încercare, s-a constatat că în regim deformant, atît factorul de putere, cît și randamentul său scad față de regimul sinusoidal. Această scădere depinde de conținutul de armonici al tensiunii nesinusoidale și de caracteristicile de frecvență ale motorului respectiv.

Este de menționat faptul că în cursul încercărilor efectuate în [3], puterea mecanică la arbore nu a fost mereu constantă, depinzînd de sarcina motorului și de acest lucru s-a ținut seama în tabela 6.

În tabela 7, s-au dat admitanțele relative $\left(\frac{Y_\nu}{Y_{1n}}\right)$, raportate la admitanța nominală, pentru diferite motoare studiate (cu puteri diferite), iar în figura 4 s-au reprezentat grafic aceste admitanțe, funcție de ordinul armonicii.

Se observă că motoarele de putere mai mare au o caracteristică de frecvență mai deformată decît cele de putere mică, ceea ce conduce la deformări mai accentuate ale spectrului curentului absorbit, la același spectru al tensiunii nesinusoidale, aplicate la intrare.

În figura 4, s-au trasat și înfășurătorile diferitelor caracteristici ale admitanței de intrare.

Concluzii

Din studiul efectuat se pot desprinde cîteva concluzii importante în ceea ce privește comportarea motorului asincron ca receptor deformant de a doua categorie.

1. Motorul asincron este un aparat deformant de categoria a doua care agravează mult regimul nesinusoidal, în special pe armonicile de ordinul 5 și 7.

2. Din analiza caracteristicilor de frecvență se constată că la funcționarea în gol sau cu sarcină redusă, motorul asincron distorsionează mai puternic unda de curent, decît la funcționarea în sarcină.

3. Motoarele asincrone cu efect de refulare (cu bare înalte sau cu dublă colivie) au o caracteristică de frecvență mai aplatizată, deci, duc la deformări mai accentuate; totuși deosebirile față de motoare fără efect de refulare sînt mici.

4. Coeficientul de distorsiune a curentului absorbit depinde atît de tipul constructiv al mașinii, cît și de structura armonică a undei de tensiune.

5. Motoarele de putere mai mare duc la deformări mai accentuate ale curentului absorbit, la același spectru al tensiunii nesinusoidale aplicate la intrarea motorului.

6. Factorul de putere a motorului scade la alimentarea cu tensiune nesinusoidală, scăderea depinzînd de conținutul de armonici ale tensiunii respective.

Bibliografie

[1] *Antoniu, I. S.* Chestiuni speciale de electrotehnică. 1956, Editura Academiei R.P.R.

[2] *Bălă, C.* Proiectarea mașinilor electrice. 1967, Editura Didactică.

[3] *Budeanu, C. I., Antoniu, I. S., Pomîrleanu, M.* Funcționarea motorului asincron cu rotorul în colivie, în regim deformant de tensiune. 1958, comunicările Academiei R.P.R., Nr. 10, Tom **VIII**.

[4] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. **III**. 1971, Editura Academiei R.S.R.

[5] *Moraru, A.* Mașini electrice. 1972, Litografia I. P. Buc.

[6] *Nicolescu, G., Răduț, C.* Mașini electrice fabricate în R.P.R. 1965, Editura tehnică.

Intrat în redacție la 14. XII. 1973

Încălzirea șinei de reacție a motorului asincron liniar de tracțiune

EUGENIU NICOLESCU* — București

CZ 621.333.2.042.12

Folosirea motorului asincron liniar va căpăta o mare dezvoltare în tracțiunea electrică [5]. Această aplicație impune soluționarea încălzirii șinei de reacție, care constituie înfășurarea secundară a motorului liniar. Pentru această șină nu se impun limite de încălzire legate de materialele electroizolante și în principiu nici de influența pe care încălzirea ei o are asupra înfășurării primare. Limitele sînt condiționate în special de proprietățile mecanice ale materialului șinei.

În publicațiile de pînă acum acest subiect nu este dezvoltat [1]—[7], literatura tehnică concentrîndu-și mai mult preocupările către problemele de cîmp magnetic. Prezentul articol apare cu atît mai oportun cu cît în el se soluționează încălzirea șinei de reacție pe baza bilanțului de energie evitînd soluționarea cîmpului magnetic în întrefierul motorului liniar.

El tratează încălzirea porțiunii de șină afectată de demarajul vehiculului. La tracțiunea urbană această problemă este foarte importantă deoarece stațiile sînt relativ apropiate.

Șina de reacție este solicitată termic în mod diferit după cum vehiculul conține unul sau mai multe motoare și de asemenea în funcție de frecvența cu care vehiculele se succed. În acest articol se va expune o metodă de determinare a încălzirii șinei de reacție pentru un caz general al unor vehicule conținînd mai multe motoare, vehicule ce se succed la intervale scurte astfel încît între trecerea a două dintre acestea să nu fie timp suficient ca șina de reacție să se răcească pînă la temperatura ambiantă.

Considerăm că pornirea se face astfel încît în tot acest timp accelerația este constantă și forța F dintre șina de reacție și armătura bobinată (aflată pe vehicul) să fie tot constantă. Din bilanțul de puteri, scris pentru motorul asincron liniar, se stabilesc pierderile în șină [8] produse de un motor :

$$P_{șina} = F\,(v_s - v), \tag{1}$$

care pot fi exprimate raportate la unitatea de lungime, ceea ce avantajează generalizarea studiului.

$$P_{șina} = \frac{F}{L_M}\,(v_s - v), \tag{2}$$

Aceste pierderi apar în orice punct al șinei atît timp cît armătura bobinată a motorului trece prin dreptul respectivului punct (din momentul t_1 pînă la t_2), iar energia disipată în acest punct se calculează cu relația :

$$w\,(x) = \int_{t_1}^{t_2} p_{șina}\,(x, t)\,\mathrm{d}t. \tag{3}$$

Considerînd procesul de pornire de la $v = 0$ și efectuîndu-se cu accelerație constantă rezultă pentru cei doi timpi expresiile :

$$t_1 = \sqrt{\frac{2x}{a}}, \quad t_2 = \sqrt{\frac{2\,(x + L_M)}{a}}, \tag{4}$$

căci timpul, cît punctul x de pe șină se află în fața armăturii mobile, corespunde timpului necesar ca muchia de început a acestei armături să ajungă din x pînă în $x + L_M$.

Făcînd înlocuirile și calculele necesare, expresia energiei se prezintă sub forma :

$$w\,(x) = \frac{F}{L_M}\,v_s\left[\sqrt{\frac{2(x + L_M)}{a}} - \sqrt{\frac{2x}{a}}\right] - F. \tag{5}$$

Perioada $(t_2 - t_1)$ în care se disipă pierderi în șină fiind mică și de asemenea transmisia căldurii în lungul șinei făcîndu-se lent în comparație cu timpul necesar vehiculului să parcurgă distanța dintre două stații, se poate adopta, pentru calculul încălzirii șinei, ipoteza simplificatoare în baza căreia energia $w(x)$ ar apare simultan pe tot cuprinsul șinei, bineînțeles cu valori diferind de la un punct la altul (așa cum rezultă din relația 5).

După terminarea procesului de pornire energia disipată în fiecare element al șinei, care se află la o anumită distanță de locul unde $v = 0$, nu o vom mai lua în considerație pentru calculul termic (forța F din relația (1) este relativ mică, iar timpii t_1 și t_2 din relația (3) sînt foarte apropiați deoarece vehiculul a atins viteza maximă).

Considerînd cazul general în care trenul este echipat cu mai multe motoare, plasate în lungul acestuia după o anumită regulă (exemplul cel mai tipic este trenul pentru metrou), în fiecare punct al șinei energia disipată este :

$$W\,(x) = \sum_i w(x - x_i). \tag{6}$$

În continuare vom examina cazul concret al unui tren de metrou format din șase vagoane,

* Dr. ing. *E. Nicolescu* este șeful secției cercetare proiectare mașini electrice — Întreprinderea de mașini electrice — București.

pe fiecare vagon aflîndu-se cîte două motoare, plasate așa cum rezultă în figura 1. Motoarele sînt astfel construite încît pot asigura următoarele viteze sincrone 30—15—7,8—3,9 m/s și să fie 30—15—7,8 sau 3,9 m/s. Din această figură se remarcă necesitatea de a efectua pornirea conectînd astfel bobinajele motoarelor încît gradat să se treacă de la viteza sincronă

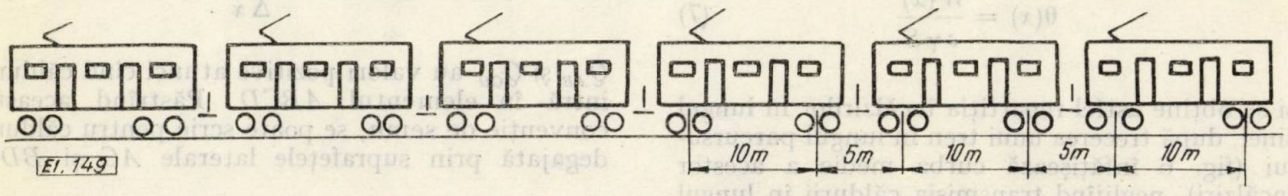


Fig. 1 Distribuția motoarelor în cadrul trenului

o forță la pornire $F_p = 30.000$ N; (acestei forțe îi corespunde o accelerație a vehiculului de 1,5 m/s^2).

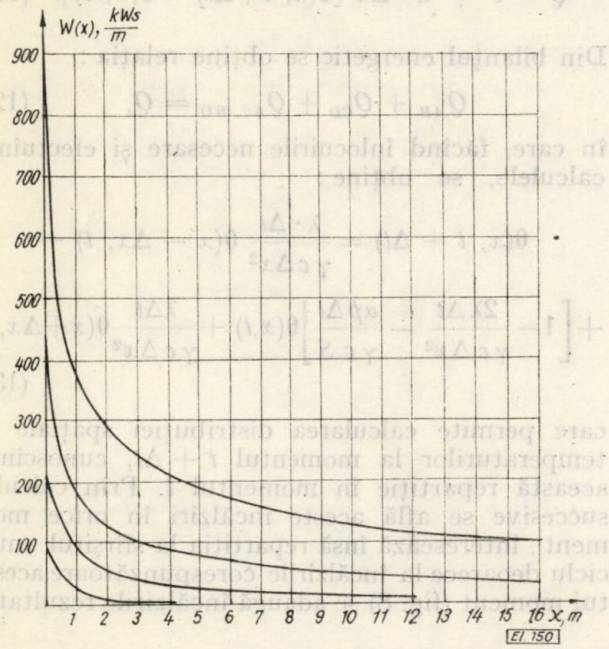


Fig. 2. Energia ce se disipă în șina de reacție pe unitatea de lungime, în funcție de viteza sincronă a motorului și distanța de la locul de plecare.

În figura 2 se prezintă variația energiei $w(x)$, pentru un singur motor, considerînd că el este astfel alimentat încît viteza lui sincronă minimă la cea maximă (se observă din fig. 2 că energia disipată în șină pentru momentul inițial este de 10 ori mai mare pentru $v_s = 30$ m/s față de cazul $v_s = 3{,}9$ m/s). Ținînd seama de caracteristicile de pornire pe care motoarele liniare le pot oferi (un exemplu de astfel de caracteristici este dat în fig. 3) s-a ales ca trecerea de pe o treaptă de viteză la alta să coresPundă cu distanțele 3—9—45 m față de poziția de staționare. Energia produsă de un motor are distribuția spațială din figura 4, iar cea dată de toate cele 12 motoare se prezintă în figura 5. Însumarea pentru cele 12 motoare s-a făcut ținînd seama de poziția relativă a motoarelor și de ipoteza simplificatoare pe baza căreia nu se iau în considerare defazajele în timp dintre perioadele în care motoarele produc pierderi

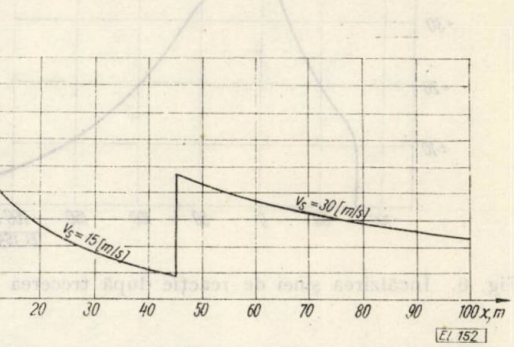


Fig. 4. Energia disipată în șina de reacție creată de un motor, în funcție de locul unde are loc trecerea de la o viteză sincronă la alta.

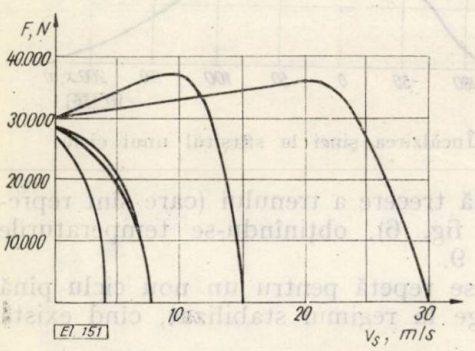


Fig. 3. Caracteristicile mecanice ale motorului liniar de tracțiune.

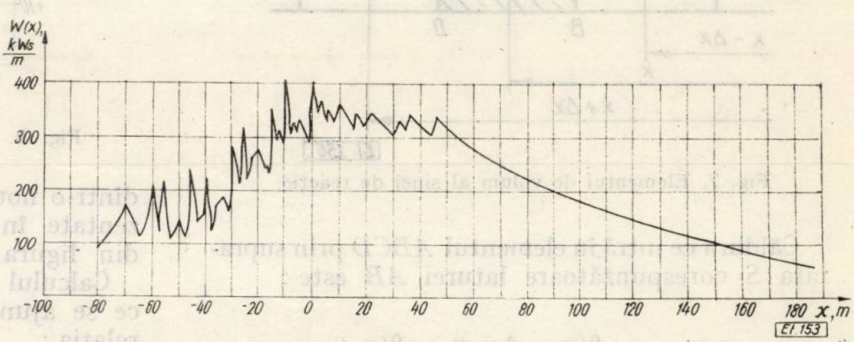


Fig. 5. Distribuția spațială a energiei disipate în șina de reacție și creată de cele 12 motoare.

în diferitele puncte ale șinei. Considerînd adiabatică încălzirea șinei, se corelează energia $W(x)$ și încălzirea $\theta(x)$ prin relația:

$$\theta(x) = \frac{W(x)}{c\gamma S} \tag{7}$$

și se obține astfel repartiția încălzirilor în lungul șinei, după trecerea unui tren în lungul parcursului (fig. 6 înfățișează curba medie a acestor încălziri), neglijînd transmisia căldurii în lungul șinei și în mediul înconjurător.

Circulația trenurilor fiind ciclică, este necesar a cunoaște care va fi repartiția încălzirilor la sfîrșitul unui ciclu, pentru ca la acestea să se adauge încălzirile datorate trecerii unui nou tren și reprezentate în figura 6. Rezolvarea

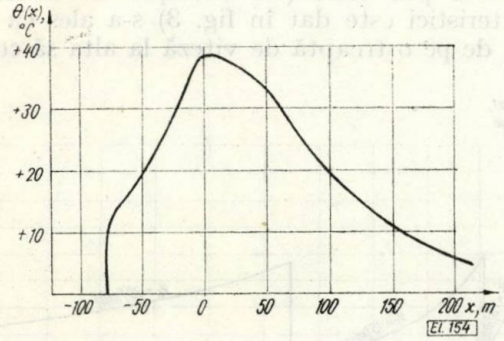


Fig. 6. Încălzirea șinei de reacție după trecerea unui tren

analitică a ecuațiilor ce dau această distribuție este greu de realizat, dacă nu imposibil căci repartiția inițială a temperaturilor nu poate fi exprimată analitic. Din această cauză se propune rezolvarea problemei cu ajutorul unui calcul iterativ, plecînd de la distribuția inițială a temperaturilor. Pentru aceasta se divide șina în lungul ei în elemente de lungime și se consideră elementul $ABCD$ din figura 7.

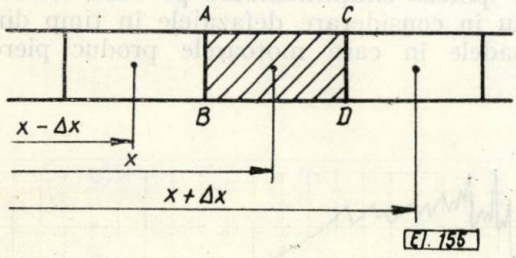


Fig. 7. Elementul de volum al șinei de reacție.

Căldura ce intră în elementul $ABCD$ prin suprafața S corespunzătoare laturei AB este:

$$Q_{AB} = \lambda S \frac{\theta(x - \Delta x, t) - \theta(x, t)}{\Delta x} \Delta t, \tag{8}$$

iar cea care intră în același timp prin suprafața corespunzătoare laturei CD este:

$$Q_{CD} = \lambda S \frac{\theta(x + \Delta x, t) - \theta(x, t)}{\Delta x} \Delta t, \tag{9}$$

Q_{AB} și Q_{CD} au valori pozitive atunci cînd căldura intră în elementul $ABCD$. Păstrînd această convenție de semn, se poate scrie pentru căldură degajată prin suprafețele laterale AC și BD:

$$Q_{AC,BD} = -\alpha \cdot p \cdot \Delta x \cdot \theta(x, t) \cdot \Delta t. \tag{10}$$

Căldura care servește la mărirea temperaturii elementului $ABCD$ este:

$$Q = c \cdot \gamma \cdot S \cdot \Delta x \, [\theta(x, t+\Delta t) - \theta(x, t)]. \tag{11}$$

Din bilanțul energetic se obține relația:

$$Q_{AB} + Q_{CD} + Q_{AC,BD} = Q, \tag{12}$$

în care, făcînd înlocuirile necesare și efectuînd calculele, se obține:

$$\theta(x, t + \Delta t) = \frac{\lambda \cdot \Delta t}{\gamma c \Delta x^2} \theta(x - \Delta x, t) + \left[1 - \frac{2\lambda \Delta t}{\gamma c \Delta x^2} - \frac{\alpha p \Delta t}{\gamma c S}\right] \theta(x,t) + \frac{\lambda \Delta t}{\gamma c \Delta x^2} \theta(x + \Delta x, t) \tag{13}$$

care permite calcularea distribuției spațiale a temperaturilor la momentul $t + \Delta t$, cunoscînd această repartiție în momentul t. Prin calcule succesive se află aceste încălziri în orice moment; interesează însă repartiția la sfîrșitul unui ciclu deoarece la încălzirile corespunzătoare acestui moment (fig. 8) se adaugă încălzirile rezultate

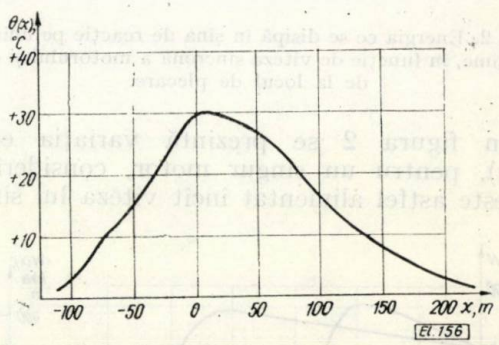


Fig. 8. Încălzirea șinei la sfîrșitul unui ciclu.

dintr-o nouă trecere a trenului (care sînt reprezentate în fig. 6), obținîndu-se temperaturile din figura 9.

Calculul se repetă pentru un nou ciclu pînă ce se ajunge la regimul stabilizat, cînd există relația:

$$\theta(x, t + n\ T) = \theta[x, t + (n + 1)T]. \tag{14}$$

Această metodă de calcul prin iterații se poate folosi în condițiile în care se dispune de o mașină de calcul avînd caracteristici care să permită soluționarea problemei într-un timp rezonabil.

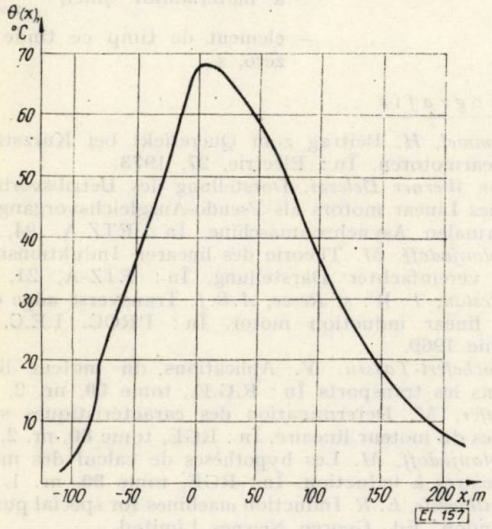


Fig. 9. Încălzirea șinei la începutul ciclului, după trecerea unui tren.

Pentru a nu se exagera cu precizia calculelor se recomandă ca elementul de distanță să fie aproximativ 1% din lungimea dintre două stații vecine, iar elementul de timp circa 1—3% din perioada T în care se succed trenurile.

În cele mai frecvente cazuri practice, șina are o secțiune mică în schimb suprafața ei laterală, prin care se degajă căldura în exterior, este mare și astfel:

$$|Q_{AB} + Q_{CD}| \ll |Q_{AC,\,BC}|, \tag{15}$$

putîndu-se neglija transferul de căldură în lungul șinei.

O asemenea situație corespunde foarte bine și cu cazul cînd șina prezintă din loc în loc întreruperi. În acest caz răcirea șinei, după trecerea unui tren, se face în baza relației:

$$c\gamma S \frac{\mathrm{d}\theta\,(x,t)}{\mathrm{d}t} = \alpha p\ \theta(x,t). \tag{16}$$

Ținînd seama de faptul că procesul este ciclic, soluția are forma:

$$\theta(x,t) = \theta(x, nT + \varepsilon)\ \mathrm{e}^{-\frac{\alpha p}{c\gamma S}(t-nT)} \tag{17}$$

unde

$$nT + \varepsilon \leqslant t \leqslant (n+1)T - \varepsilon.$$

Considerînd procesul ciclic stabilizat, este necesar ca:

$$\theta[x,(n+1)T - \varepsilon] = \theta(x, nT - \varepsilon). \tag{18}$$

Introducînd în relația (17) valoarea $t = (n+1)T - \varepsilon$ și ținînd seama de relația (18), rezultă:

$$\theta(x, nT - \varepsilon) = \theta(x, nT + \varepsilon)\mathrm{e}^{-\frac{\alpha p}{c\lambda S}T}. \tag{19}$$

Impunînd încălzirea maximă pe care o poate avea șina, adică $\theta(x, nT + \varepsilon)$ și, cunoscînd variația de temperatură la trecerea unui tren:

$$\theta(x, nT + \varepsilon) - \theta(x, nT - \varepsilon) = \frac{W(x)}{c\gamma S}, \tag{20}$$

se află valoarea ce o poate avea perioada T:

$$T = \frac{c\gamma S}{\alpha p}\,[\ln\theta(x,\ nT + \varepsilon) - \ln\theta(x,\ nT - \varepsilon)], \tag{21}$$

pentru a nu fi depășită limita admisă a temperaturilor.

Evident, trebuie considerat punctul x, în care $W(x)$ are valoarea maximă, pentru a determina perioada care limitează într-adevăr frecvența trenurilor.

Pentru cazul particular considerat în acest articol avînd $W(x) = 360$ kWs ca valoare maximă și admițînd $\theta(x,\ nT + \varepsilon) = 250$°C, rezultă $\theta(x,\ nT - \varepsilon) = 206$°C și deci $T = 190$ s.

Concluzii

Pierderile disipate în șina de reacție a motorului liniar sînt în măsură să limiteze frecvența de circulație a vehiculelor.

Pornirea motoarelor liniare de tracțiune trebuie făcută astfel ca viteza sincronă a lor să crească gradat (în trepte sau continuu, în care caz este necesar convertizorul de frecvență), pentru a limita pierderile în șina de reacție.

Printr-un calcul iterativ poate fi determinată repartiția temperaturilor șinei de reacție în condițiile în care se adoptă ipoteza simplificatoare că pierderile apar simultan în diferitele puncte ale șinei.

Situația întîlnită în practică, în care șina de reacție nu este continuă, iar dimensiunile ei sînt astfel încît transmisia căldurii în lungul șinei este neglijabilă față de cedarea în mediul înconjurător, conduce la soluționarea analitică comodă a încălzirii șinei și respectiv a determinării frecvenței de circulație a trenurilor.

Notații folosite

a — accelerația trenului, m/s²
c — căldura specifică a șinei de reacție, $\frac{\mathrm{Ws}}{\mathrm{kg°C}}$
F — forța de tracțiune creată de un motor, N
L_M — lungimea motorului liniar, m

Q — căldura ce servește la variația temperaturii elementului de volum Ws.

Q_{AB}, Q_{CD} și Q_{AC}, $_{BD}$ — căldura ce traversează suprafețele corespunzînd laturelor AB, CD respectiv AC și BD, Ws.

p — perimetrul șinei prin care se degajă căldura în atmosferă, m

$p_{șină}$ — pierderile electrice în șină raportate la unitatea de lungime, W/m;

$P_{șină}$ — pierderile electrice în șina de reacție, W

S — aria secțiunii șinei de reacție, m²

t — timpul,s

t_1, t_2 — timpul în care muchia din față, respectiv din spate, a motorului ajunge în punctul x, s

T — perioada de trecere a trenurilor, s

v — viteza trenului, m/s

v_s — viteza sincronă a cîmpului magnetic, m/s

x — distanța de-a lungul șinei, față de origine, m

w — energia disipată în șină creată de un motor, Ws

W — energia disipată în șină create de motoarele trenului, Ws

α — coeficientul de cedare a căldurii în atmosferă, $\frac{W}{m^2\,°C}$

γ — greutatea specifică a materialului șinei de reacție, kg/m³

θ — supratemperaturile șinei față de aerul ambiant, °C

λ — coeficientul de conducție termică a materialului șinei, $\frac{Wm}{m^2\,°C}$

ε — element de timp ce tinde către zero, s

Bibliografie

[1] *Timmel, H.* Beitrag zum Quereffekt bei Kurzständer-linearmotoren. În: Electrie, 27, 1973.

[2] *Von Werner Deleroi.* Dorstellung des Betribsverhaltens eines Linear motors als Pseudo-Ausgleichsvorgang einer normalen Asynchronmaschine. În: ETZ-A, 94, 1973.

[3] *Poloujadoff, M.* Theorie des linearen Induktionsmotors în vereinfachter Darstellung, În: ETZ-A, 21, 1969.

[4] *Preston, T. W.* și *Reece, A.B.J.* Transverse adge effects in linear induction motor. În: PROC. I.E.C. 116, iunie 1969.

[5] *Machefert-Tassin, Y.* Aplications du moteur linéaire dans les transports În: R.G.E., tome **80**, nr. 2, 1971.

[6] *Tufer, M.* Determination des caractéristiques spécifiques du moteur linéaire. În: RGE, tome **80**, nr. 2, 1971.

[7] *Polanjadoff, M.* Les hypothèses de calcul des moteurs linéaires à induction. În: RGE, tome **80**, nr. 1, 1971.

[8] *Laithwaite, E. R.* Induction machines for special purfoses. London, Ed. George Newnes Limited.

Intrat în redacție la 3.II. 1974

Asupra unei separări a pierderilor prin curenți turbionari în tola feromagnetică

HORIA GAVRILĂ* — București

CZ 621.3.017.31/32:621.318.122

Într-o lucrare anterioară [1], autorul a prezentat modul de calcul al pierderilor prin curenți turbionari în tola din material feromagnetic, în zona permeabilității inițiale a materialului (deci, pînă la limita de coercitivitate), folosind un model al structurii de domenii a sistemului amplu justificat.

Acest model, valabil în special la materialele cu anizotropie magnetică uniaxială naturală sau/și indusă (deci, la care există o singură axă de cea mai ușoară magnetizare), constă din domenii de magnetizare spontană de formă paralelipipedică avînd grosimea Δ egală cu cea a tolei feromagnetice, lățimea a, iar lungimea l paralelă cu axa magnetică preferențială. Pereții dintre domenii, normali pe fețele mari ale tolei, se presupun a fi de tip Bloch, iar magnetizările de saturație ale domeniilor sînt orientate antiparalel, după direcția axei menționate. Nu se face nici o ipoteză particulară privitoare la structurile secundare de închidere a fluxului pe la extremitățile domeniilor principale, structuri determinate de intensitatea anizotropiei magnetice uniaxiale și care influențează numai modul de calcul al lungimii domeniului.

La aplicarea unui cîmp magnetic exterior, presiunile de natură magnetică de valori diferite, exercitate pe cele două fețe ale pereților, determină îndepărtarea lor din poziția de echilibru, rezultînd astfel magnetizarea globală a sistemului. Privitor la modul de desfășurare a acestui proces, s-a formulat ipoteza fundamentală a fixării superficiale a pereților, atîta timp cît intensitatea cîmpului aplicat se află sub pragul de coercitivitate.

În scopul unei tratări analitice sistematice, sistemul de coordonate s-a ales cu originea în centrul unui domeniu de structură, cu axa x normală pe fețele mari ale tolei, axa y normală pe poziția de echilibru a pereților, iar axa z orientată după axa de cea mai ușoară magnetizare a materialului.

* Ing. *H. Gavrilă* este șef de lucrări la Catedra de electrotehnică II a Institutului politehnic — București.

Se presupune aplicat un cîmp magnetic cu variație în timp sinusoidală :

$$\bar{H}_0(t) = H_0 \sin \omega t \cdot \bar{k}. \tag{1}$$

Liniile curenților turbionari, induși de acest cîmp, sînt conținute în plane paralele cu planul de coordonate xOy, problema avînd simetrie plan paralelă. Se notează cu $H(x, y, t)$ cîmpul magnetic de reacție al acestor curenți, în interiorul tolei, și cu $H_t(x, y, t)$ cîmpul magnetic rezultant. Sistemul de ecuații satisfăcut de mărimile ce descriu cîmpul electromagnetic este sistemul Maxwell, rezolvat în condițiile tolei feromagnetice cu structura considerată în lucrarea menționată [1].

Pentru intensitatea cîmpului magnetic de reacție se obține (în imagine complexă) expresia :

$$\underline{H}(x, y) = \sum_m{}' \underline{A}_m \cos \frac{m\pi}{\Delta} x \cdot \operatorname{ch} \frac{m\pi}{\Delta} y \tag{2}$$

în care, ținînd cont, la integrarea ecuațiilor, de condiția fixării superficiale a pereților și de condiția satisfăcută de componenta tangențială a intensității cîmpului electric la traversarea peretelui dintre domenii :

$$E_x\left(x, \frac{a}{2}, t\right) = -\mu_0 M_s \frac{\partial u(x, t)}{\partial t}; \tag{3}$$

constanta complexă $\underline{A}_m$ are expresia :

$$\underline{A}_m = (-1)^{\frac{m+1}{2}} \frac{4}{m\pi} j\omega \frac{\underline{H}_0}{\underline{\Gamma}_m \operatorname{sh} \dfrac{m\pi a}{2\Delta}}, \tag{4}$$

unde :

$$\alpha_m = \alpha + \sigma_B \left(\frac{m\pi}{\Delta}\right)^2,$$

$$T_m = \frac{m\pi}{2(\mu_0 M_s)^2 \sigma \Delta}, \tag{5}$$

$$\underline{\Gamma}_m = \Gamma_m e^{j\varphi_m} = \alpha_m T_m + j\omega \left(\operatorname{cth} \frac{m\pi a}{2\Delta} + \beta T_m\right).$$

Semnificația notațiilor folosite în relațiile de mai sus este următoarea : σ_B — densitatea superficială de energie a peretelui dintre domenii; α — constanta elastică a materialului; β — coeficientul de amortizare în mișcarea peretelui; σ — conductivitatea electrică a materialului.

Densitatea locală a pierderilor de putere activă prin curenți turbionari este dată de expresia :

$$p(x, y) = \sigma E^2(x, y), \tag{6}$$

în care $E(x, y)$ este valoarea efectivă a intensității cîmpului electric. Mediată pe volumul unui domeniu de structură, această expresie permite determinarea pierderilor specifice corespunzătoare :

$$p = \frac{1}{a\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} p(x, y)\, dx \cdot dy. \tag{7}$$

Pentru calculul efectiv trebuie reamintită descompunerea tradițională a pierderilor prin curenți turbionari în două componente : macrocurenții turbionari, datorați variației inducției în corpul considerat ca un întreg, și microcurenții turbionari, datorați variației locale a magnetizării corpului în domenii de întindere restrînsă [2, 3]. Interpretînd ultima categorie de curenți ca fiind datorată numai variației locale de cîmp și structură și adoptînd pentru liniile de cîmp ale macrocurenților turbionari forma ce rezultă și în teoria „clasică" [4], se obține următoarea descompunere a componentelor carteziene ale intensității cîmpului electric :

$$E_x^{(ma)} = 0,$$

$$\underline{E}_y^{(ma)} = \frac{1}{\sigma} \sum_m{}' \underline{A}_m \frac{m\pi}{\Delta} \sin \frac{m\pi}{\Delta} x, \tag{8}$$

și respectiv :

$$\underline{E}_x^{(mi)} = \frac{1}{\sigma} \sum_m{}' \underline{A}_m \frac{m\pi}{\Delta} \cos \frac{m\pi}{\Delta} x \cdot \operatorname{sh} \frac{m\pi}{\Delta} y, \tag{8'}$$

$$\underline{E}_y^{(mi)} = \frac{1}{\sigma} \sum_m{}' \underline{A}_m \frac{m\pi}{\Delta} \sin \frac{m\pi}{\Delta} x \cdot \left(\operatorname{ch} \frac{m\pi}{\Delta} y - 1\right),$$

asociate macro- și, respectiv, microcurenților turbionari *.

Cele două categorii de pierderi specifice prin curenți turbionari au atunci expresiile :

$$p^{(ma)} = \frac{1}{2\sigma} \sum_m{}' A_m^2 \left(\frac{m\pi}{\Delta}\right)^2, \tag{9}$$

$$p^{(mi)} = \frac{1}{2\sigma} \sum_m{}' A_m^2 \left(\frac{m\pi}{\Delta}\right)^2 \cdot k'_m, \tag{10}$$

unde :

$$k'_m = 1 + \frac{\operatorname{sh} \dfrac{m\pi a}{\Delta}}{\dfrac{m\pi a}{\Delta}} - 2 \frac{\operatorname{sh} \dfrac{m\pi a}{2\Delta}}{\dfrac{m\pi a}{2\Delta}}.$$

În afara lor mai apare însă și un termen de interacție a celor două categorii de curenți turbionari :

$$p^{(*)} = \frac{1}{2\sigma} \sum_m{}' A_m^2 \left(\frac{m\pi}{\Delta}\right)^2 \cdot k''_m, \tag{11}$$

* Menționăm că această descompunere a pierderilor prin curenți turbionari, diferă de cea propusă de autor, într-o altă lucrare [5], descompunere ce pornea de la distingerea fenomenelor ce determină aceste pierderi.

unde :

$$k''_m = -2 + 2\frac{\operatorname{sh}\dfrac{m\pi a}{2\Delta}}{\dfrac{m\pi a}{2\Delta}}.$$

Cu expresia (4) a constantei complexe $\underline{A}_m$, aceste rezultate se mai pot pune sub forma :

$$p^{(ma)} = \frac{4\omega^2 H_0^2}{\sigma\Delta^2}\sum_m{}' \frac{1}{\Gamma_m^2 \cdot \operatorname{sh}^2 \dfrac{m\pi a}{2\Delta}}, \quad (9')$$

$$p^{(mi)} = \frac{4\omega^2 H_0^2}{\sigma\Delta^2}\sum_m{}' \frac{k'_m}{\Gamma_m^2 \cdot \operatorname{sh}^2 \dfrac{m\pi a}{2\Delta}}, \quad (10')$$

$$p^{(*)} = \frac{4\omega^2 H_0^2}{\sigma\Delta^2}\sum_m{}' \frac{k''_m}{\Gamma_m^2 \cdot \operatorname{sh}^2 \dfrac{m\pi a}{2\Delta}}. \quad (11')$$

Pierderile totale prin curenți turbionari vor fi atunci :

$$p = \frac{1}{2\sigma}\sum_m{}' A_m^2 \left(\frac{m\pi}{\Delta}\right)^2 k_m, \quad (12)$$

unde :

$$k_m = \frac{\operatorname{sh}\dfrac{m\pi a}{\Delta}}{\dfrac{m\pi a}{\Delta}},$$

sau :

$$p = \frac{8}{\pi}\frac{\omega^2 H_0^2}{\sigma a\Delta}\sum_m{}' \frac{\operatorname{cth}\dfrac{m\pi a}{2\Delta}}{\Gamma_m^2}, \quad (12')$$

identic cu rezultatul final obținut anterior [1].

Cazul particular : $a \ll \Delta$. Acest caz se apropie foarte mult de aproximația clasică, deoarece, presupunînd pereții foarte apropiați unul de altul, tola se comportă ca un întreg, mascînd oarecum efectele structurii sale de domenii.

În această situație particulară :

$$k'_m = k''_m = \frac{1}{3}\left(\frac{m\pi a}{2\Delta}\right)^2, \quad k_m = 1 + \frac{2}{3}\left(\frac{m\pi a}{2\Delta}\right)^2, \quad (13)$$

ceea ce arată ponderea extrem de mică a pierderilor prin microcurenți turbionari și de interacție față de cele prin macrocurenți turbionari. Expresiile lor devin :

$$p^{(ma)} = \frac{16}{\pi^2}\frac{\omega^2 H_0^2}{\sigma a^2}\sum_m{}' \frac{1}{m^2 \cdot \Gamma_m^2}$$

$$p^{(mi)} = p^{(*)} = \frac{4}{3}\frac{\omega^2 H_0^2}{\sigma\Delta^2}\sum_m{}' \frac{1}{\Gamma_m^2}. \quad (14)$$

La aliajul Fe-Si, din care sînt fabricate tolele feromagnetice industriale, și pentru valori mici ale frecvenței, este justificată aproximația : $\Gamma_m \cong \alpha_m T_m$, pe de altă parte, seriile ce figurează în rezultatele precedente sînt destul de rapid convergente, numai primii cîțiva termeni dînd contribuții semnificative, astfel încît se poate lua și $\alpha_m \cong \alpha$ (aproximație mult mai puțin corectă). Permeabilitatea magnetică inițială este în aceste condiții [6] :

$$\mu^* = 4\frac{(\mu_0 M_s)^2}{a\alpha}, \quad (15)$$

iar pierderile specifice devin :

$$p^{(ma)} = \frac{2}{3}\sigma\Delta^2\omega^2\frac{(\mu_0 M_s)^4}{a^2\alpha^2}H_0^2 = \frac{1}{24}\sigma\Delta^2\omega^2(\mu^* H_0)^2, \quad (16)$$

care este tocmai rezultatul „clasic" corespunzător frecvențelor industriale,

$$p^{(mi)} = p^{(*)} = \frac{2}{3}\sigma\omega^2\frac{(\mu_0 M_s)^4}{\alpha^2}H_0^2 = \frac{1}{24}\sigma a^2\omega^2(\mu^* H_0)^2. \quad (17)$$

Atunci cînd valoarea lățimii de domeniu crește, depășind limitele care să justifice aproximările de mai sus, pierderile devin cu mult mai importante, majorîndu-se în mod deosebit ponderea celor prin microcurenți turbionari și de interacție. Cunoașterea corectă a acestui parametru de structură devine, în acest fel, indispensabilă unui calcul corespunzător al pierderilor.

Se explică astfel faptul că, la tolele industriale obișnuite, la care lățimea de domeniu are o valoare comparabilă cu grosimea tolei, aplicarea formulei „clasice" (16) dă rezultate cu mult inferioare pierderilor corespunzătoare măsurate experimental.

Bibliografie

[1] *Gavrilă, H.* : Metodă de calcul al pierderilor prin curenți turbionari în tolele din material feromagnetic. Buletinul IPB, **34**, nr. 4, p. 95—106 (1972).
[2] *Becker, R., Dörring, W.* : Ferromagnetismus. W. Springer, Berlin, 1939.
[3] *Bozorth, R. M.* : Ferromagnetism. D. Van Nostrand Comp., Inc., Princeton, 1951.
[4] *Răduleț, R.* : Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol. **IV**, Tip. lit., MI, București, 1956.
[5] *Gavrilă, H.* : Studiul păturilor și tolelor feromagnetice cu anizotropie magnetică uniaxială în cîmpuri magnetice alternative de mică intensitate. În : Studii și cerc. energ. electr. **22**, nr. 3, p. 623—38 (1972) ; **23**, nr. 1., p. 59—75 (1973).
[6] *Gavrilă, H.* : Model pentru calculul pierderilor prin curenți turbionari în tola din material feromagnetic. În : Studii și cerc. energ. electr. **22**, nr. 1, p. 95—113 (1972).

Intrat în redacție la 20.III.1973

Folosirea ultrasunetelor la controlul calității izolațiilor turnate din rășini epoxidice

SEVER ȘONTEA și MACSIMILIAN BĂLTĂNOIU* — Craiova

CZ 621.315.616.96:53.082

Rășinile epoxidice de turnare au căpătat o aplicabilitate tot mai mare în industria construcțiilor de mașini, electrotehnică, telecomunicații, telecomandă, semnalizare etc., datorită avantajelor pe care le prezintă. Unul dintre acestea este și faptul că trecerea de la polimerul termoplastic la obiectul finit se face fără degajare

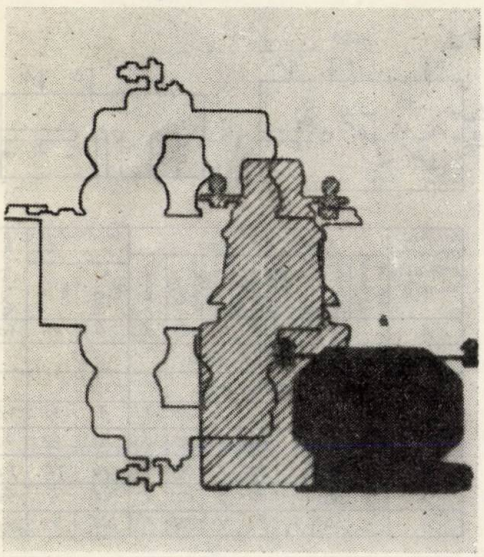


Fig. 1. Evoluția constructivă a unui transformator de curent (ultima fază cu izolație în rășină epoxidică).

de produse volatile sau lichide și cu o contracție minimă de volum. Figura 1 înfățișează un transformator de curent în trei evoluții constructive diferite. La ultima din construcții s-a utilizat ca material izolant rășina epoxidică.

În lucrarea de față se prezintă rezultatele unor cercetări, efectuate pe linia folosirii ultrasunetelor la stabilirea calității rășinilor epoxidice.

Modul de lucru și rezultatele experimentărilor

Experimentările s-au efectuat pe rășina Araldit B, fabricație CIBA-Elveția și pe rășina Dinox 110 de fabricație românească. Proporția între rășină, întăritor și nisip cuarțos este arătată în tabela nr. 1.

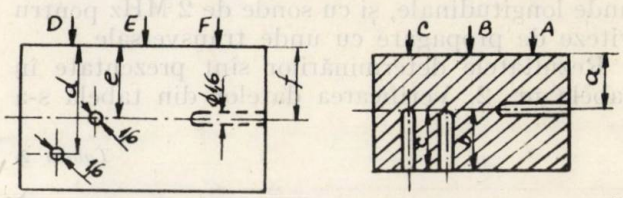
S-a efectuat turnarea rășinilor în plăci cu dimensiunile de 120 × 120 × 50 mm, în forme confecționate din tablă de cupru de 0,5 mm grosime. Polimerizarea s-a realizat la 120°C pentru rășina Araldit B și 130°C pentru rășina

Tabela 1

Denumirea	Constituienți					
	rășină pură		anhidridă ftalică		nisip cuarțos	
	cantit.	%	cantit.	%	cantit.	%
Araldit B	760	76	240	24	—	—
Araldit B cu 41,5% cuarț	450	45	135	13,5	415	41,5
Araldit B cu 60% cuarț	300	30	100	10	600	60
Dinox 110	760	76	240	24	—	—
Dinox cu 60% cuarț	300	30	100	10	60	60

Dinox 110, timp de 12 și respectiv 14 ore. Prelucrarea mecanică a probelor s-a efectuat pe o freză. Posibilitatea de control ultrasonic al probelor a fost verificată cu două defectoscoape ultrasonice și anume: Kretz seria 1000 și USIP — 10, la frecvențe de 1, 2, 3 și 4 MHz. Cele mai bune rezultate s-au obținut cu aparatul USIP — 10, frecvența 1 MHz, metoda impuls-ecou, utilizînd filtrul de înaltă frecvență.

Forma geometrică folosită pentru aprecierea sensibilității controlului, în funcție de adîncime, este prezentată în figura 2. Regimul de amplificare necesar unui ecou de fund cu ampli-



Poziția de control prin u.s.	Cota (mm)	Grosime (mm)
A	a	19-20
B	b	16-20
C	c	16-20
D	d	42-46
E	e	23-28
F	f	26-28

Fig. 2. Forme geometrice folosite la determinarea sensibilității controlului ultrasonic funcție de grosime.

* Conf. dr. Ing. *S. Șontea* lucrează la Universitatea Craiova, iar ing. *M Bălțănoiu* lucrează la Centrul de cercetare și proiectare al G.U.A.M.E. — Craiova.

tudinea de 28 mm, stabilit este următorul: la grosimi între 24—118 mm se impune o amplificare, care variază între 84—137 decibeli. Modul de variație a amplificării, în funcție de grosimea materialului și calitatea acestuia, pentru ecou de fund cu amplitudinea de 28 mm este reprezentat grafic în figura 3.

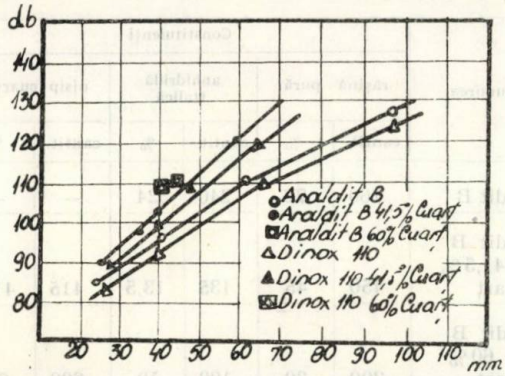


Fig. 3. Variația amplificării în funcție de grosime și calitatea rășinii pentru un ecou de fund de 20 mm amplitudine.

O altă problemă urmărită în studiul de față a fost cunoașterea gradului de sensibilitate a metodei pentru depistarea golurilor de aer. Acestea din urmă reprezintă defectele cele mai dăunătoare la rășinile de turnare, în special cînd sînt utilizate în tehnica tensiunilor înalte. La probele de rășină arătate în figurile 4—8 au fost practicate defecte artificiale, de forma unor găuri, simulatoare de defecte. Rezultatele controlului sînt indicate în tabelele ce însoțesc fiecare figură. Sînt date, de asemenea, oscilogramele obținute pentru majoritatea pozițiilor de control.

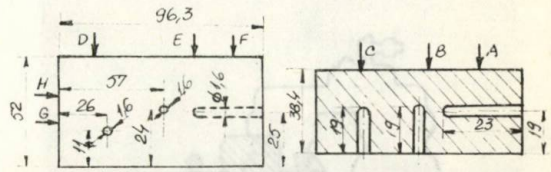
Cu ajutorul interferometrului anexa aparatului USIP—10 s-au determinat vitezele de propagare a ultrasunetelor în probele de rășini experimentate. Determinările s-au efectuat cu sonde de 1 MHz pentru viteze de propagare cu unde longitudinale, și cu sonde de 2 MHz pentru viteze de propagare cu unde transversale.

Rezultatele determinărilor sînt prezentate în tabela nr. 2. Verificarea datelor din tabelă s-a realizat concomitent cu determinarea sensibilității controlului ultrasonic, în funcție de adîncimea controlată. Scala aparatului a fost etalonată pentru oțel (5950 m/s). Raportul dintre adîncimea indicată pe scală și grosimea rășinii controlate ne conduce la viteze de propagare, a ultrasunetelor în rășini, asemănătoare celor determinate cu interferometrul. În urma determinării vitezelor de propagare s-a calculat valoarea modulului de elasticitate [2, 3] după formula:

$$E = 4{,}08 \cdot 10^{-4} - \gamma \cdot 3/4\, v_T^2 - v_T^2 \frac{1}{\frac{v_L^2}{v_T^2} - 1} \text{ kgf/mm}^2.$$

Tabela 2

Materialul	Viteza longitudinală m/s	Viteza transversală, m/s
Araldit B	2456	995
Araldit B cu 1,5% cuarț	2549	1059
Araldit B cu 60% cuarț	2852	—
Dinox 110 cu 1,5% cuarț	2559	1180
Sinox 110 cu 60% cuarț	2876	—
Dinox 110	2466	985



Poziția de control prin ultrasunete	Regim de lucru: Cale de palpare	Domeniul (mm)	Frecvența (MHz)	Amplificarea ecoului de fund (dB)	Amplificarea intermediară (dB)	Amplificarea totală (dB)	Impuls	Amplitudinea ecoului (mm): de defect	de control	Oscilograma
A		250	1	80	0,5	103	1	4	42	4a
B		Fără ecou								-
C		Fără ecou								-
D		250	1	80	1	110	1	3	42	4b
E		250	1	80	1	110	1	10	42	4c
F		250	1	80	1	110	1	14	42	4d
G		500	1	80	2	120	1	42	4	4e
H		500	1	80	4	126	1	28	42	4f

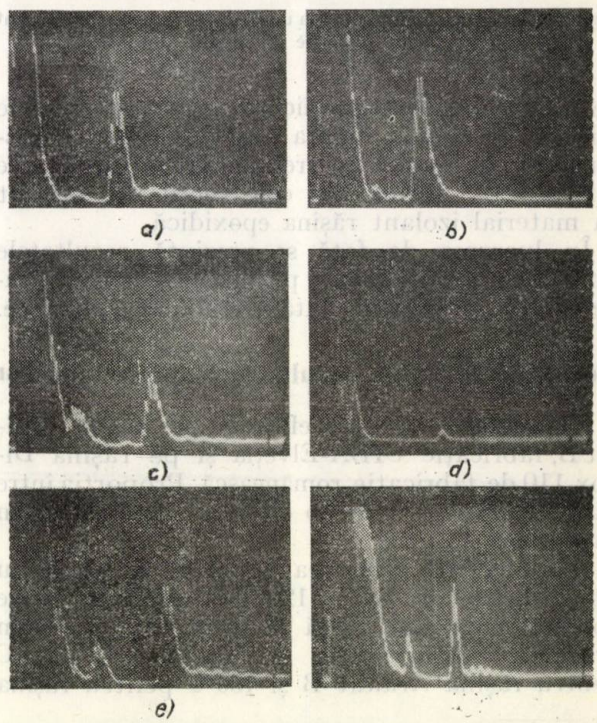


Fig. 4. Sensibilitatea controlului ultrasonic al rășinii Araldit B (defecte artificiale Ø 1,6 mm). Forma geometrică a probei, poziția defectelor și regimul de lucru.

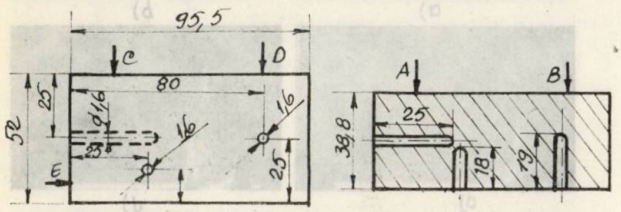
Greutatea specifică (γ), în g/cm³, a fost determinată în laborator pentru fiecare sort de rășină studiat. Rezultatele obținute sînt indicate în tabela nr. 3.

Tabela 3

Materialul	Greutatea specifică g/cm³	Modulul de elasticitate, kgf/mm²		
		mediu	minim	maxim
Araldit B	1,17—1,27	34694	24485	48535
Araldit B cu 41,5 % cuarț	1,41—1,49	48276	39034	68230
Dinox 110	1,19—1,23	35335	20539	51704
Dinox 110 cu 41,5 % cuarț	1,35—1,407	61479	—	—

Prin încercări mecanice și tensiometrice [9] au fost obținute rezultate comparabile.

Experimentările au continuat pe un transformator, turnat în vid din rășină Dinox 110



Poziția de control prin ultrasunete	Regim de lucru							Amplitudinea ecoului (mm)		Oscilograma
	Cap de palpare	Domeniu (mm)	Frecvența (MHz)	Amplificare etalonată (dB)	Amplificare neetalonată (dB)	Amplificare (dB)	Impuls	de defect	de control	
A	QS1	250	1	80	0,8	106	1	3	42	5a
B	QS1	Fără ecou								–
C	QS1	250	1	80	1	110	1	14	28	5b
D	QS1	250	1	80	1	110	1	14	28	5c
E	QS1	250	1	80	2	120	1	42	1	-

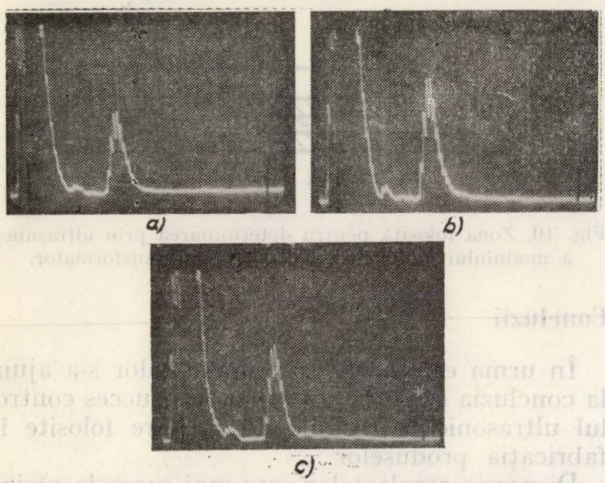
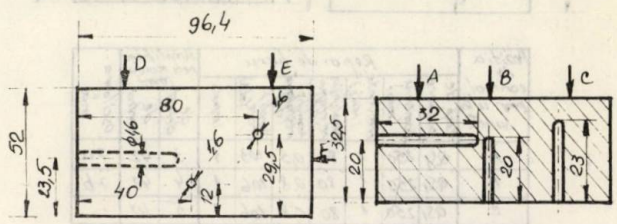


Fig. 5. Sensibilitatea controlului ultrasonic al rășinii Araldit-B cu 41,5 % cuarț (defecte artificiale Ø 1,6 mm). Forma geometrică a probei, poziția defectelor și regimul de lucru.

cu 60% cuarț. Determinarea exactă a grosimii stratului de rășină s-a făcut printr-o probă röentgen. În figura 9 se arată zonele și direcțiile de control, efectuate transformatorului. În tabela din figură se indică atît regimul de lucru folosit,



Poziția de control prin ultrasunete	Regim de lucru							Amplificarea ecoului (mm)		Oscilograma
	Cap de palpare	Domeniu (mm)	Frecvența (MHz)	Amplificare etalonată (dB)	Amplificare neetalon. (dB)	Amplificare (dB)	Impuls	de defect	de control	
A	QS1	250	1	80	0,5	103	1	5	42	6a
B	QS1	Fără ecou			-	-	-	-	-	-
C	QS1	Fără ecou			-	-	-	-	-	-
D	QS1	250	1	80	1	110	1	10 8	42	-
E	QS1	250	1	80	1	110	1	14	42	-
F	QS1	500	1	80	4	126	1	42	10	6b
F	QS1	500	1	80	4	126	1	42 6	16	-

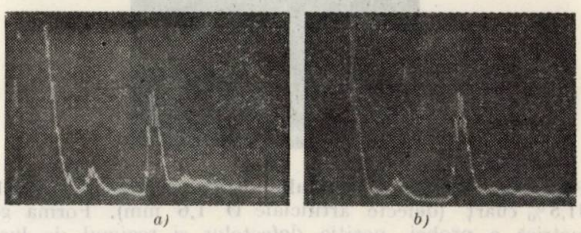


Fig. 6. Sensibilitatea controlului ultrasonic al rășinii Dinox 110 (defecte artificiale Ø 1,6 mm). Forma geometrică a probei, poziția defectelor și regimul de lucru.

cît și rezultatele controlului. Pentru a îndepărta ecoul de fund la începutul scalei a fost interpus un corp din plexiglas, corespunzător distanței de 100 mm oțel. Oscilogramele care însoțesc figura 9 completează rezultatele prezentate în tabel.

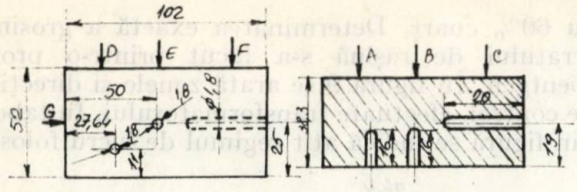
În figura 10 se prezintă o parte din construcția transformatorului pe care s-au făcut determinări. Această zonă a fost folosită în vederea determinării vitezelor de propagare și a modulului de elasticitate, direct pe transformator. Iradierea în direcția „a" s-a folosit la determinarea vitezei de propagare cu unde longitudinale, iar în direcția „*b*", pentru determinarea vitezei de propagare cu unde transversale. Determinările efectuate direct pe transformator au condus la următoarele rezultate:

Viteza de propagare în direcție longitudinală ...$VL = 2\,800$ m/s;

Viteza de propagare în direcție transversală ...$VT = 1506$ m/s;

greutatea specifică ... $\gamma = 1{,}6$ g/cm³

modulul de elasticitate...$E = 108.440$ kgf/mm²



Poziţia de control prin ultrasunete	Regim de lucru: Cap de palpare	Domeniu (mm)	Frecvenţa (MHz)	Amplificarea receptorului (dB)	Amplificarea canalului (dB)	Impuls	Amplificarea ecoului (mm): de defect	de control	Oscilograma
A	QS1	250	1	80	0,5	103	1	3	42	7a
B	QS1	250	1	80	0,8	106	1	4	42	7b
C	QS1	250	1	80	0,8	106	1	5	42	–
D	QS1	250	1	80	1	110	1	10	42	–
E	QS1	250	1	80	1	110	1	18	42	–
F	QS1	250	1	80	1	120	1	28	42	–
G	QS1	500	1	80	2	120	1	40	–	–
d	QS1	500	1	80	4	126	1	80	42	–

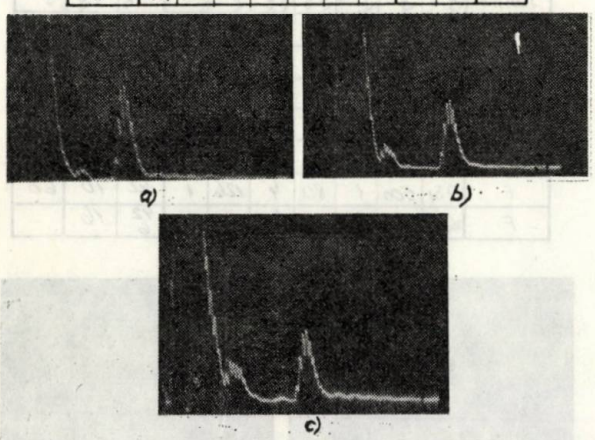
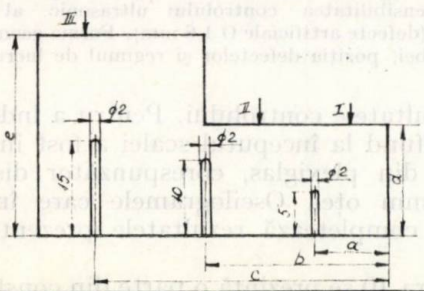
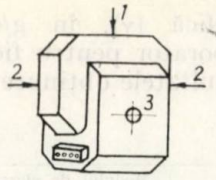


Fig. 7. Sensibilitatea controlului ultrasonic al răşinii Dinox 110 41,5% cuarţ (defecte artificiale Ø 1,6 mm). Forma geometrică a probei, poziţia defectelor şi regimul de lucru.



Material	Poziţia de control prin u.s	a	b	c	d	e	Regimul de lucru: Domeniu (mm)	Frecvenţa (MHz)	Cap de palpare	Amplificarea canalului (dB)	Amplificarea receptorului (dB)	Impuls	Amplitudinea ecoului (mm): de defect	de control	Oscilograma
Araldit B	I						250	1	QS1	68	10	1	118	16	43
	II	7,5	45	79	26,5	51,5	250	1	QS1	66	10	1	116	16	>80
	III						500	1	QS1	80	10	1	130	14	>80
Araldit B cu 41,5% cuarţ	I						250	1	QS1	72	10	1	132	16	>80
	II	10	45	80	26	53	250	1	QS1	68	10	1	118	16	40
	III						500	1	QS1	80	10	1	130	14	>80
Dinox	I						250	1	QS1	68	10	1	118	16	60
	II	7,5	45	84	24	52	250	1	QS1	68	10	1	118	28	>80
	III						500	1	QS1	78	10	1	128	14	>80
Dinox cu 41,5% cuarţ	I						250	1	QS1	70	10	1	120	14	>80
	II	10	48	81	24,1	52	250	1	QS1	70	10	1	120	36	>80
	III						500	1	QS1	78	10	1	128	14	>80

Fig. 8. Sensibilitatea controlului ultrasonic la răşinile Araldit-B, Dinox 110 în stare pură şi cu amestec de 41,5% cuarţ (defecte artificiale Ø 2 mm).



Poz. de control prin ultras	Distanţa faţă circuitului ultrasonic în mm	Dist. focarului ultrasonic faţă de supr.	Regim de lucru: Frecvenţa (MHz)	Cap de iradiere	Domeniu (mm)	Amplificarea canalului (dB)	Amplificarea receptorului (dB)	Impuls	Corpul din plexiglas	Impulsul ecoului de defect (mm)	Oscilograma	Observaţii
	mm	mm										
1	22,7	47,5	1	QS1	250	72	0,5	95	1	Nu	28	9a	
			1	QS1	500	54	10	97	1	Da	18	9b	Primul ecou al corp din plexiglas
2	22,7	47,5	1	QS1	500	44	10	94	1	Nu	42	9c	
			1	QS1	500	54	10	97	1	Da	18	9d	Primul ecou al corp din plexiglas
3	22,7	47,5	1	QS1	500	44	10	94	1	Nu	42	9e	
			1	QS1	500	54	10		1	Da	18	9f	Primul ecou al corp din plexiglas

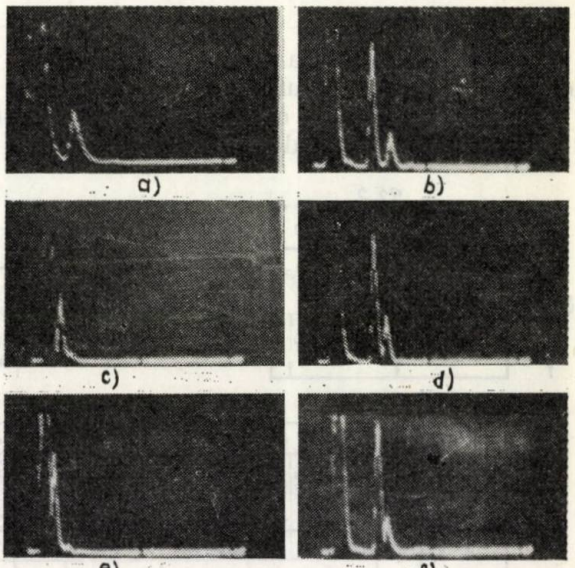


Fig. 9. Zonele şi direcţiile controlului ultrasonic al unui transformator de curent, poziţiile 1, 2, 3. Forma, direcţiile de iradiere şi regimul de lucru.

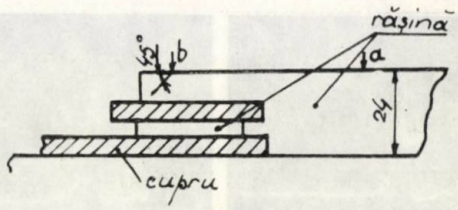


Fig. 10. Zona folosită pentru determinarea prin ultrasunete a modulului de elasticitate direct pe transformator.

Concluzii

În urma efectuării experimentărilor s-a ajuns la concluzia că se poate utiliza cu succes controlul ultrasonic la răşinile de turnare folosite în fabricaţia produselor.

Dispersia rezultatelor este mai mare la răşina cu cuarţ, datorită lipsei de omogenitate absolută a cuarţului în masa turnată.

Tabela 4

Materialul	E, Kgf/mm² după [5]	după [6]	după [7]	după [8]	Determinări în cadrul lucrării de faţă
Araldit B	30000 — 40000	30000 — 40000	30000 35000	—	mediu 34694
Araldit B cu 41,5 % cuarţ	—	—	—	—	mediu 48276
Araldit B cu 60 % cuarţ	120000 — 140000	120000 140000	120000 140000	—	—
Araldit cu 50 % cuarţ	—	75000 78000	—	—	—
Dinox P10	—	—	—	minim 30000	mediu 35335

Controlul ultrasonic la răşini necesită amplificări mari. Incluziunile din masa turnată sînt sesizate de controlul ultrasonic mai ales la iradierea perpendiculară pe dimensiunea maximă a acestora.

Incluziuni de peste 1,8 mm sînt sesizate chiar la iradieri paralele cu dimensiunea maximă a acestora.

Vitezele de propagare, determinate experimental, sînt comparabile cu cele indicate de literatura tehnică consultată. Din [2] rezultă, pentru Araldit B, o viteză longitudinală de 2 500 m/s şi o viteză transversală de 1 100 m/s.

Valoarea modulului de elasticitate, determinată pe epruvete din probele experimentate, ca şi pe transformator sînt, de asemenea, comparabile atît între ele cît şi cu cele indicate în literatură.

O comparaţie de acest gen se arată în tabela 4.

Determinarea proprietăţilor răşinii direct pe transformatoare contribuie la creşterea operativităţii recepţiei şi a controlului calităţii răşinii turnate.

Bibliografie

[1] * * * Folosirea răşinilor de turnare în industria electrotehnică. Culegere din materialul documentar IDT 1962.

[2] *Grabendörfer, W.* Untersuchung an Kunsoffen mit Ultraschall nach dem Impulsverfahren. În : Gummi und Asbest Nr. 10—1957.

[3] *Kraut, Krämer, Ju. H.* Werkstoffpriifung mit Ulraschall, Springer-Verlag, Berlin, 1961.

[4] *Burdulea, C.* Proprietăţile răşinilor epoxidice de turnare. Lucrare susţinută la sesiunea cadrelor didactice a Institutului pedagogic-Craiova.

[5] *Marozeau, M.* Les résines époxides. Leurs principales applications dans l'industrie électrique. În : Revue générale de l'Electricité, **69**, nr. 11, 1960, p. 579—590.

[6] *Mensching, G.* Die Eigenschaften der Epoxydgressharze für die Anwendung in der Elektrotehnik. În : Elektric Heft 9, 1960, p. 302—308.

[7] * * * CIBA Araldit B, prospect.

[8] * * * MIPC Normă internă pentru răşina Dinox 110

[9] *Băltănoiu, M., Şontea Sever,* Determinarea constantelor fizice E, G şi μ prin utilizarea ultrasunetelor. Metrologia aplicată, nr. 4, 1964.

Intrat în redacţie la 12.04.1973

Calculul încălzirii tranzitorii a siguranţelor fuzibile ultrarapide. Dependenţa curentului limită termic de forma şi frecvenţa sa

OVIDIU LUPAŞ* — Bucureşti

CZ 621.316.923.1.001.25

Siguranţele fuzibile ultrarapide folosite la protecţia elementelor redresoare semiconductoare prezintă probleme de dimensionare, similare cu cele ale dispozitivelor pe care le protejează, datorită oscilaţiilor puternice ale temperaturii strangulaţiilor, în timpul trecerii pulsurilor de curent. Aceste variaţii conduc la o dependenţă a curentului de durată, ce poate fi trecut prin siguranţă, de frecvenţa şi forma curentului. Astfel stabilirea dependenţei curentului limită termic de forma şi frecvenţa sa prezintă importanţă pentru coordonarea siguranţelor cu elementul protejat.

În cele ce urmează, pentru curenţi şi temperaturi, se vor nota : cu $\bar{I}$, $\bar{\theta}$ valorile medii ; cu

* Dr. ing. *O. Lupaş* este şef de lucrări la Instit. polit. — Bucureşti.

I — valoarea eficace a curentului cu $\hat{I}, \hat{\theta}$ — valorile de vîrf; cu i, θ — cele instantanee și cu $\Delta\widetilde{\theta}$ — ondulațiile temperaturii suprapuse valorii medii.

1. Calculul răspunsului termic al strangulației la semnal treaptă

Siguranțele fuzibile ultrarapide (S.U.R.) sînt caracterizate printr-un curent limită termic foarte apropiat de cel nominal ($1-1.1\ I_n$) [4, 5]. Funcționarea rapidă a S.U.R. se datorește răcirii energice a istmurilor scurte (strangulațiilor) ale benzii fuzibile de Ag, de către porțiunile de secțiune mare (fig. 1), ceea ce face ca densitatea

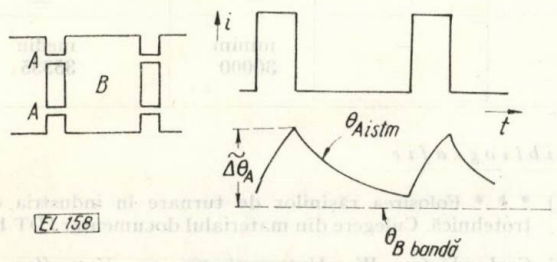


Fig. 1. Geometria unei siguranțe ultrarapide și oscilațiile temperaturii ce iau naștere la trecerea pulsurilor de curent prin siguranță.

curentului nominal în zona strangulată (de ordinul a 600—1 000 A/mm²) să fie un multiplu al celei ce poate fi trecute printr-un fir lung de aceeași secțiune. Ecuația ce guvernează încălzirea unui fir lung, parcurs de curent în aer este :

$$\lambda \frac{\partial^2\theta}{\partial x^2} - \alpha \frac{p}{s}\theta + j^2\rho = \gamma c \frac{\partial\theta}{\partial t}, \qquad (1)$$

în care :

θ	reprezintă	supratemperatura firului ;
j	—	densitatea curentului în fir ;
p, s	—	perimetrul și aria secțiunii firului fuzibil ;
α	—	coeficientul de cedare a căldurii prin convecție și radiație ;
c, γ, λ, ρ	—	căldura specifică, densitatea, conductibilitatea termică și rezistivitatea electrică a materialului firului.

După cum reiese dintr-un calcul estimativ direct, ca și din faptul că densitatea curentului nominal prin istm este mult mai ridicată decît cea corespunzătoare curentului de topire a unui fir lung, pierderile de căldură prin convecție și radiație în istm reprezintă mai puțin de 5% din căldura transmisă prin conducție la capetele porțiunilor strangulate. Căldura este degajată, în zonele strangulate A (fig. 1) și este transmisă prin conducție aproape integral, în regiunile de secțiune mare B, de unde prin conducție, convecție și radiație este disipată mediului de umplere a siguranței. Lungimea redusă a istmurilor de ordinul a 1 mm — și conductibilitatea mare a Ag fac ca, în regim staționar în c.c., temperatura la mijlocul porțiunii strangulate să nu poată depăși decît cu cel mult cîteva zeci de °C temperatura porțiunilor late ale benzii. În timp ce, în regim staționar, banda fuzibilă păstrează o temperatură constantă, determinată de valoarea eficace a curentului și de posibilitățile de evacuare a căldurii către exterior, temperatura istmurilor prezintă oscilații determinate de forma de undă și de frecvența curentului ce trece prin S.U.R. Fenomenul este similar cu cel prezentat de structurile elementelor redresoare semiconductoare, la care temperatura joncțiunii prezintă, cu frecvență industrială, oscilații importante, determinate de forma curentului de sarcină, în timp ce capsula și radiatorul integrează impulsurile de căldură primite, luînd o temperatură determinată de valoarea medie a puterii disipate. În cele ce urmează, îmi propun să calculez valoarea acestor ondulații, în vederea determinării curentului ce poate fi trecut prin siguranță, la o frecvență și o formă de undă dată.

Neglijînd termenul convectiv din (1) obținem pentru porțiunea strangulată A :

$$a \frac{\partial^2\theta}{\partial x^2} + j\frac{\rho}{c\gamma} = \frac{\partial\theta}{\partial t} \quad \text{cu } a = \frac{\lambda}{c\gamma}. \qquad (2)$$

Notînd cu θ supratemperatura istmului A față de porțiunile B largi, considerate la o temperatură constantă, condițiile la limită (fig.2) se scriu :

$$\begin{cases} \theta|_{x=\pm X} = 0 \\ \left.\dfrac{\partial\theta}{\partial x}\right|_{x=0} = 0. \end{cases} \qquad (3)$$

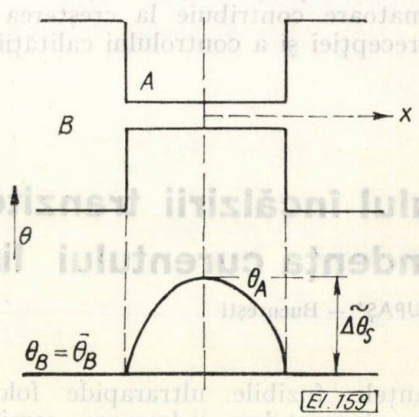


Fig. 2. Încălzirea unui istm al siguranței, în c.c.

În regim stabilizat în c.c. (2) corespunzător unei densități constante j_0 a curentului în fir se scrie :

$$\lambda \frac{\partial^2\theta}{\partial x^2} + \rho j_0^2 = 0 \qquad (4)$$

și rezultă :

$$\theta(x,\infty) = \frac{\rho j_0^2}{2\lambda}(X^2 - x^2); \tag{5}$$

$$\theta(0,\infty) = \frac{\rho j_0^2}{2\lambda} X^2; \tag{6}$$

$$\frac{\theta(x,\infty)}{\theta(0,\infty)} = 1 - \left(\frac{x}{X}\right)^2. \tag{7}$$

Pentru o lungime a istmului de $2X = 1$ mm și o densitate a curentului de 10^3 A/mm^2, în regiunea strangulată, rezultă, la mijlocul istmului o supratemperatură $\theta(0,\infty) \simeq 20$°C. Chiar și la o densitate atît de ridicată a curentului, temperatura la mijlocul istmului în c.c. nu este sensibil mai ridicată decît cea a porțiunilor late ale benzii.

Ținînd seamă de valoarea foarte apropiată a curentului limită termic de cea a curentului nominal, la funcționarea normală în c.c, rezultă că istmul central se găsește la o temperatură ridicată (400—700°), iar banda lată în partea centrală a siguranței are o temperatură doar cu puțin mai redusă. Valoarea cea mai ridicată a temperaturii va fi atinsă la mijlocul istmului central.

Pentru un curent, treaptă ce trece prin fuzibil, $j = j_0 \cdot 1(t)$, aplicînd ecuațiilor (2) și (3) transformata Laplace, obținem :

$$\frac{d^2T}{dx^2} - \frac{s}{a}T + \frac{1}{s}\cdot\frac{\rho j_0^2}{c\gamma a} = 0, \tag{8}$$

$$\text{cu } \mathcal{L}\theta(x,t) = T(x,s)$$

$$\begin{cases} \left.\dfrac{dT}{dx}\right|_{x=0} = 0 \\ T(x,s)|_{x=\pm X} = 0 \end{cases} \tag{9}$$

Rezultă că :

$$T(x,s) = \frac{\rho j_0^2}{\lambda}\cdot\frac{1}{s^2}\left(1 - \frac{\operatorname{ch} x\sqrt{\frac{s}{a}}}{\operatorname{ch} X\sqrt{\frac{s}{a}}}\right), \tag{10}$$

$$T(0,s) = \frac{\rho j_0^2}{\lambda}\cdot\frac{1}{s^2}\left[1 - \frac{1}{\operatorname{ch} X\sqrt{\frac{s}{a}}}\right] =$$

$$= \frac{\rho j_0^2}{c\gamma a}\cdot\frac{1}{s^2}\left[1 - \frac{2e^{-X\sqrt{\frac{s}{a}}}}{1 + e^{-2X\sqrt{\frac{s}{a}}}}\right] = \frac{\rho j_0^2}{\lambda}\cdot\frac{1}{s^2}\left[1 - 2\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k \cdot e^{-(2k+1)X\sqrt{\frac{s}{a}}}\right]. \tag{11}$$

cu :

$$\mathcal{L}^{-1}\frac{1}{s}\cdot e^{-(2k+1)X\sqrt{\frac{s}{a}}}(-1)^k = (-1)^k \cdot 4tI^2\operatorname{erf}\frac{2k+1}{2}\cdot\frac{X}{\sqrt{at}}, \tag{12}$$

$$\theta(0,t) = \frac{\rho j_0^2}{\lambda}\cdot t\left[1 - 8\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k I^2\operatorname{erfc}(2k+1)\frac{X}{2\sqrt{at}}\right], \tag{13}$$

cu (6) obținem :

$$\frac{\theta(0,t)}{\theta(0,\infty)} = \frac{2at}{X^2}\left[1 - 8\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k I^2\operatorname{erfc}(2k+1)\frac{X}{2\sqrt{at}}\right] = 2\,\mathrm{Fo}\left[1 - 8\sum_{k=0}^{\infty}(-1)^k \cdot I^2\operatorname{erfc}(2k+1)\frac{1}{2\sqrt{\mathrm{Fo}}}\right], \tag{14}$$

cu $\mathrm{Fo} = \dfrac{at}{X^2}$ criteriul Fourier (fig. 3).

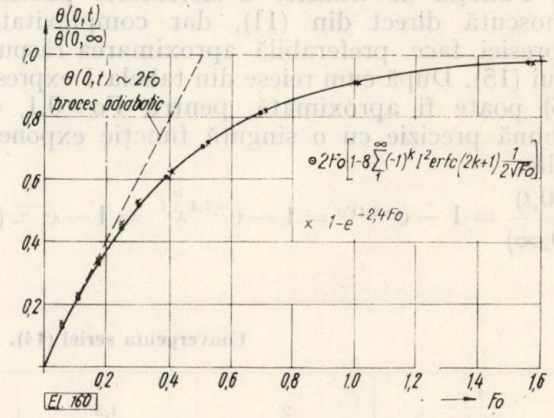


Fig. 3. Răspunsul la semnal treaptă al temperaturii istmurilor unei siguranțe ultrarapide.

Răspunsul centrului istmului la excitația treaptă se scrie :

$$\theta(0,t) = \frac{\rho j_0^2}{2\lambda}X^2 \cdot 2\mathrm{Fo}\left[1 - 8\sum_{k=0}^{\infty}\cdot(-1)I^2\operatorname{erfc}\left(k+\frac{1}{2}\right)\frac{1}{\sqrt{f_0}}\right], \tag{15}$$

cu funcția I^2 erfc ξ definită ca în (16) și tabelată în [6] :

$$I^2\operatorname{erfc}\xi = \frac{1}{4}\left[\operatorname{erfc}\xi - 2\xi\left(\frac{1}{\sqrt{\pi}}e^{-\xi^2} - \xi\operatorname{erfc}\xi\right)\right] \tag{16}$$

Dezvoltînd în serie funcția (16) putem scrie pentru Fo mic (Fo<0,1):

$$\frac{\theta(0,t)}{\theta(0,\infty)} = 2\mathrm{Fo}\left[1 - \frac{16}{\sqrt{\pi}}\mathrm{Fo}^{3/2}\,e^{-\frac{1}{4\,\mathrm{Fo}}} + \right.$$

$$\left. + \cdots\right] \simeq 2\,\mathrm{Fo} = \frac{2at}{X^2}, \qquad (17)$$

condiție echivalentă cu cea de proces adiabatic.

Pentru Fo>1 seria (14) este slab convergentă. În tabela 1 sînt calculați termenii semnificativi ai seriei (14).

Pînă la Fo = 0,1 cu o eroare sub 2%, se poate lua $\frac{\theta(0,t)}{\theta(0,\infty)} = 2\ \mathrm{Fo}$

La Fo = 1, $\frac{\theta(0,t)}{\theta(0,\infty)} = 0{,}91$ iar la Fo > 2 temperatura $\theta(0,t)$ este, practic, egală cu cea de regim staționar. Pentru Fo < 1 se poate păstra doar primul termen al seriei, cu o eroare sub 3%.

2. Calculul dependenței curentului limită de forma și frecvența curentului.

În cazul în care S.U.R. sînt montate direct în serie cu elementele redresoare, curentul ce trece prin siguranțe, în regim staționar, constă din trenuri de pulsuri ce se succed cu frecvența rețelei. Funcția de transfer a sistemului poate fi cunoscută direct din (11), dar complexitatea expresiei face preferabilă aproximarea răspunsului (15). După cum reiese din tabela 1 expresia (15) poate fi aproximată, pentru Fo>0,1, cu o bună precizie cu o singură funcție exponențială:

$$\frac{\theta(0,t)}{\theta(0,\infty)} = 1 - e^{-2,4\mathrm{Fo}} = 1 - e^{-2,4\frac{a}{X^2}t} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}} \quad (8)$$

Răspunsul la semnalul treaptă unitară a mijlocului strangulației se scrie:

$$r_u(t) = k\,(1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}}). \qquad (19)$$

Rezultă funcția de transfer:

$$H(s) = s\mathcal{L}\{r_u(t)\} = \frac{k}{\tau_0}\frac{1}{s + \frac{1}{\tau_0}},$$

$$\text{cu:}\quad k = \frac{X}{4\,S\lambda}\ \text{și}\ \tau_0 = \frac{X^2}{2{,}4\,a}. \qquad (20)$$

Funcție de forma pulsurilor ce trec prin siguranță, supratemperatura istmului central, față de banda lată, poate fi determinată cu relațiile stabilite la studiul încălzirii redresoarelor semiconductoare [1], [2].

Oscilațiile temperaturii strangulațiilor sînt afectate atît de forma pulsurilor, cît și de frecvența lor. Pentru frecvențe mari, ce duc la o valoare redusă a criteriului Fo, corespunzătoare duratei pulsului, oscilațiile temperaturii sînt neglijabile. Istmurile iau o temperatură doar cu puțin superioară benzii late, iar temperatura fuzibilului este determinată de valoarea medie a pierderilor și de condițiile de evacuare a căldurii spre exterior. Valoarea eficace a curentului este suficientă, în acest caz, pentru caracterizarea curentului limită de durată. La frecvențe și durate ale pulsurilor ce duc la o valoare a criteriului Fo mai mare de 1, se poate considera că temperatura istmurilor atinge valoarea de saturație și este determinată doar de valoarea de vîrf a

Tabela 1

Convergența seriei (14). T_k este termenul de ordin k al seriei.

$\frac{1}{2\sqrt{\mathrm{Fo}}}$	2	1,5	1	0,8	0,6	0,4
Fo	0,0625	0,1111	0,2500	0,3905	0,6944	1,5625
$4\ T_1$	$0{,}7656 \cdot 10^{-3}$	$0{,}8026 \cdot 10^{-2}$	$0{,}5679 \cdot 10^{-1}$	0,1120	0,2090	0,3699
$-4\ T_2$	—	—	$0{,}1949 \cdot 10^{-5}$	$0{,}866 \cdot 10^{-4}$	$0{,}206 \cdot 10^{-2}$	$0{,}272 \cdot 10^{-1}$
$\frac{T_1}{T_2}$	$>10^5$	$>10^6$	$2{,}9 \cdot 10^4$	$1{,}3 \cdot 10^3$	102	14,7
Ultimul termen considerat	T_1	T_1	T_2	T_2	T_3	T_4
$\frac{\theta(0,t)}{\theta(0,\infty)}$	0,1247	0,2187	0,4432	0,6064	0,8139	0,9782
$2\ F_0$	0,1250	0,2222	0,5000	0,7813	1,389	3,125
$1-e^{-2,4\mathrm{Fo}}$	0,1393	0,2229	0,4512	0,6084	0,8111	0,9765

curentului, ne mai depinzînd de durata pulsurilor. La frecvențe intermediare, oscilația temperaturii istmului va depinde atît de durata pulsurilor, cît și de valoarea de vîrf a curentului.

Cunoscînd oscilația temperaturii $\widetilde{\Delta\theta}_s$ a istmurilor, se poate determina procentul cu care trebuie redusă valoarea eficace a curentului ce trece prin siguranță, astfel ca temperatura istmului central să nu depășească valoarea corespunzătoare încărcării cu curent nominal în c.c. Putem scrie :

$$\bar{\theta}_{bandă} + \widetilde{\Delta\theta} = \bar{\theta}_{bandă\ n} + \widetilde{\Delta\theta}_n \tag{21}$$

Temperatura benzii late nu prezintă oscilații, fiind determinată de valoarea eficace a curentului. Deci :

$$\bar{\theta}_{bandă} = I^2 \cdot \text{Const}, \tag{22}$$

și relația (2) devine :

$$\text{Const.}\ (I_n^2 - I^2) = \widetilde{\Delta\theta} - \widetilde{\Delta\theta}_{nom} =$$

$$= \bar{\theta}_n \left[1 - \left(\frac{I}{I_n}\right)^2\right], \tag{23}$$

$$\frac{\widetilde{\Delta\theta} - \widetilde{\Delta\theta}_n}{\bar{\theta}_n} = 1 - \frac{I^2}{I_n^2}. \tag{24}$$

Exprimînd condiția ca oscilația temperaturii să reprezinte o fracțiune $A(\nu,\lambda)$ din cea de saturație, fracțiune determinată de frecvența ν și durata λ a pulsurilor și calculabilă cu relațiile din [1], [2] obținem :

$$\widetilde{\Delta\theta} = A(\nu,\lambda) \cdot \widetilde{\Delta\theta}_{sat}, \tag{25}$$

cu : $\widetilde{\Delta\theta}_{sat} = C_2 \hat{I}^2$

$$\Delta\theta_n = C_2 I_n^2, \tag{26}$$

cu I_n curentul continuu nominal al siguranței.

Pentru pulsurile dreptunghiulare de durată λ și înălțimea $\hat{I}$:

$$I^2 = \hat{I}^2 \frac{\lambda}{2\pi}, \tag{27}$$

și

$$\frac{\widetilde{\Delta\theta}}{\widetilde{\Delta\theta}_n} = \frac{\hat{I}^2}{I_n^2} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{I^2}{I_n^2}. \tag{28}$$

Din : (24), (25) și (28) rezultă :

$$\left(\frac{I}{I_n}\right)^2 = \frac{1 + \dfrac{\widetilde{\Delta\theta}_n}{\bar{\theta}_n}}{1 + A\,(\nu,\lambda)\,\dfrac{2\pi}{\lambda} \cdot \dfrac{\widetilde{\Delta\theta}_n}{\bar{\theta}_n}}. \tag{29}$$

La frecvență joasă $A\ (\nu, \lambda) = 1$ și rezultă :

$$\left(\frac{I}{I_n}\right)^2 = \frac{1 + \dfrac{\widetilde{\Delta\theta}_n}{\bar{\theta}_n}}{1 + \dfrac{2\pi}{\lambda}\,\dfrac{\widetilde{\Delta\theta}_n}{\bar{\theta}}}. \tag{30}$$

Pentru aplicarea relației (29) este necesar să cunoaștem temperatura $\bar{\theta}_n$ a benzii late a siguranței, temperatură ce diferă doar cu cîteva grade de cea a istmului, la încărcarea în c.c.

Temperatura $\bar{\theta}$ nu poate fi măsurată experimental, dar ea poate fi determinată din caracteristica de topire a siguranței, plecînd din starea rece și caldă.

Pentru un proces adiabatic avem :

$$\rho j^2\ \mathrm{d}t = \gamma c\ \mathrm{d}\,\theta \tag{31}$$

$$\int_0 j^2\ (t)\ \mathrm{d}t = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \gamma \frac{c}{\rho}\,\psi\ \mathrm{d}\,\theta \tag{32}$$

cu ψ funcția de temperatură a dilatației și θ_1 temperatura strangulației S.U.R. înainte de aplicarea treptei de curent.

Pentru :

$$I\ (t) = I.1\ (t), \tag{33}$$

notînd cu S aria secțiunii strangulației :

$$\frac{I^2}{S}\,t_{top} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{\gamma c}{\rho}\,\psi\ \mathrm{d}\,\theta. \tag{34}$$

Scriind relația (34) pentru siguranța plecînd din stare rece și respectiv starea de încărcare cu curent continuu nominal, înainte de aplicarea treptei de curent și notînd cu I_r și I_c valorile curenților necesari pentru topirea S.U.R. în același timp, în aceste condiții de încărcare obținem :

$$\frac{I_r^2}{S^2} \cdot t_{top} = \int_{\theta_0}^{\theta_{top}} \frac{\gamma c}{\pi}\,\psi\ \mathrm{d}\,\theta, \tag{35}$$

cu θ_0 temperatura ambiantă :

$$\frac{I_c^2}{S^2}\,t_{top} = \int_{\theta_{strang}}^{\theta_{top}} \frac{\gamma c}{\rho}\,\psi\ \mathrm{d}\theta. \tag{36}$$

Rezultă :

$$\left(\frac{I_c}{I_r}\right)^2 = \frac{\int_{\theta_{strang}}^{\theta_{top}} \frac{\gamma c}{\rho}\psi\,d\theta}{\int_{\theta_0}^{\theta_{top}} \frac{\gamma c}{\rho}\psi\,d\theta} =$$

$$= \frac{\int_{\theta_0}^{\theta_{top}} \frac{\gamma c}{\rho}\psi\,d\theta - \int_{\theta_0}^{\theta_{strang}} \frac{\gamma c}{\sigma}\psi\,d\theta}{\int_{\theta_0}^{\theta_{top}} \frac{\gamma c}{\rho}\psi\,d\theta} =$$

$$= 1 - \frac{\int_{\theta_0}^{\theta_{strang}} \frac{\gamma c}{\sigma}\psi\,d\theta}{\int_{\theta_0}^{\theta_{top}} \frac{\gamma c}{\sigma}\psi\,d\theta} \qquad (37)$$

sau :

$$\frac{\int_{\theta_0}^{\theta_{strang}} \frac{\gamma c}{\rho}\psi\,d\theta}{\int_{\theta}^{\theta_{top}} \frac{\gamma c}{\rho}\psi\,d\theta} = f(\theta_{strang}) = 1 - \left(\frac{I_c}{I_r}\right)^2.$$

Pentru determinarea temperaturii strangulației S.U.R, este convenabilă o metodă grafică, bazată pe relația (38). Cunoscînd dependența de temperatură a mărimilor γ, c, ρ, ψ pentru Ag [7], [8], se calculează integralele din (38). Astfel, în figura 4 s-a reprezentat funcția $f(\theta_{strang})$ pentru

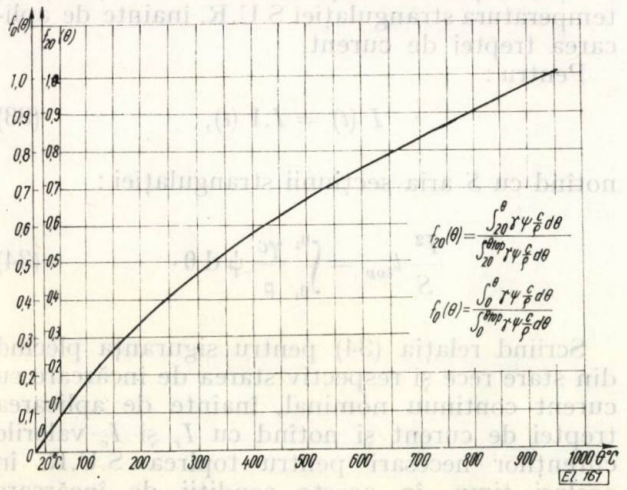


Fig. 4. Integrala de topire a Ag.

$\theta_0 = 0$ și 20°C. La un t_{top} dat, suficient de redus pentru a asigura adiabaticitatea procesului de topire, citindu-se I_c și I_r din caracteristica de topire a S.U.R. se determină temperatura strangulației în c.c. din figura 4 dacă t_{top} este suficient de redus pentru ca procesul de topire a S.U.R. să fie adiabatic, raportul $\frac{I_c}{I_r}$ nu trebuie să depindă de t_{top} la care se face citirea curenților de topire I_c și I_r. Mai mult, dependența între curent și timpul de topire la proces adiabatic fiind de tipul (34) rezultă :

$$2 \log I + \log t = \text{constant} \qquad (39)$$

Caracteristicile de topire ale S.U.R. la cald și la rece, în scară dublă logaritmică trebuie să fie drepte paralele cu panta, dată de (39). Controlînd panta și paralelismul caracteristicilor de topire la rece și cald se poate verifica ușor dacă la t_{top} aleasă, pentru citirea valorilor I_c și I_r, procesul de topire poate fi considerat adiabatic. Dacă nu se dispune de caracteristicile de topire, ci doar de valorile $\int i^2\,dt$ pentru topirea la cald și la rece, în locul raportului $\left(\frac{I_c}{I_r}\right)^2$ poate fi luat raportul $\frac{(\int i^2\,dt)_{cald}}{(\int i^2\,dt)_{rece}}$. Valorile $\int i^2\,dt$ sînt date obligatorii, în foile de catalog ale siguranțelor, pe baza lor făcîndu-se coordonarea cu elementele redresoare protejate.

Este interesant de observat că relația (38) permite determinarea temperaturii strangulației și la timpi de topire ce nu mai corespund unei încălziri adiabatice a siguranței, cu condiția ca aceștia să corespundă unei aceleași valori a criteriului $\text{Fo} = \frac{at}{X^2}$. Într-adevăr valabilitatea relației (38) nu este condiționată strict de adiabaticitatea procesului, ci de necesitatea existenței, între cei doi membri ai relațiilor (35) și (36) a unui aceluiași factor de proporționalitate. În figura 3 dreapta $\frac{\theta(0,t)}{\theta(0,\infty)} = 2\text{Fo}$ corespunde procesului adiabatic, iar pentru fiecare valoare a criteriului Fo rezultă o anumită abatere de la adiabaticitatea procesului de încălzire. Dat fiind că siguranța pleacă, în unul din cazuri, de la starea rece, iar în celălalt de la starea caldă, aceeași valoare a criteriului $\text{Fo} = \frac{at}{X^2}$ nu corespunde unei aceleiași valori ale lui t, datorită dependenței coeficientului de difuzivitate de temperatură. Este însă de așteptat, întrucît această dependență nu este pronunțată, ca la valorile criteriului Fo de ordinul unității, la care procesul nu mai poate fi considerat adiabatic, relația (38) să dea temperatura corectă. Folosind relația (38) am determinat temperatura strangulărilor în c.c., la curent nominal, pentru unele S.U.R. [4], [5]. Citirile curenților I_c și I_r s-au făcut la timpi de topire de 1 ms, iar rezultatele sînt date în tabela 2.

Pentru o siguranță ultrarapidă AEG de 240 A cu fuzibilul de argint, am măsurat dimensiunile istmurilor la microscopul metalografic, obținînd lungimea $2X = 1{,}2$ mm ; grosimea 66 μm și lățime 0,76 mm. În timp ce la Ag, ρ variază puternic cu temperatura coeficientului de difuzivitate, a scade cu 55% între 0 și 960°, avînd

o variație aproximativ liniară [7,8]. Pentru temperatura de 250° rezultă : $a_{250} = 149.10^{-6}$ m²/s.

Siguranța AEG avînd 6 istmuri în paralel, densitatea curentului nominal în strangulație este $J_n = 800$ A/mm². În c.c. rezultă :

$$\Delta\widetilde{\theta}_{nsat} = \theta\,(0,\infty) = 14°C,$$

$$Fo = \frac{at}{X^2} = 400\ t \quad \text{și} \quad \tau = \frac{X^2}{2{,}4\,a} = 1{,}05 \text{ ms.}$$

La durate ale pulsurilor de ordinul a 2—3 ms oscilația temperaturii strangulației atinge valoarea de saturație de c.c. Din (30), cu $\overline{\theta}_n = 250°C$ (tabela 2), la frecvența de 50 Hz, cu $A\,(\alpha,\nu) = 1$

Tabela 2

Temperaturile fuzibilelor siguranțelor ultrarapide la funcționare la curent nominal

Tip S.U.R.	Caracteristici	$\frac{I_{lim\cdot termic}}{I_n}$	$\frac{I_c}{I_r}$	θ strangulație$_{oc}$
R 1243—3/150				
Siemens	150 A; 500 V	1,1	0,59	500
—3/200	200 A; 500 V	1,1	0,62	470
—3/250	250 A; 500 V	1,1	0,64	440
—3/300	300 A; 500 V	1,1	0,62	470
—3/350	350 A; 500 V	1,1	0,60	490
R 1243k—				
—3/400	400 A; 500 V	1,1	0,57	525
R 1244—				
—3/400	400 A; 800 V	1,0	0,435	700
NG AEG	480 A; 850 V	1,1—1,15	0,78	250

și λ fiind unghiul ce definește durata pulsurilor obținem :

$$\left(\frac{I}{I_n}\right)^2 = \frac{1{,}056}{1 + \frac{2\pi}{\lambda}\,0{,}056}\,.$$

Reducerile curentului sînt date în tabela 3.

Tabela 3

Reduceri procentuale ale curentului la diferite durate ale pulsurilor, prin siguranță, la $\nu = 50$ Hz

Durata pulsurilor, λ	180°	120°	90°	60°	30°
Reducerea procentuală a curentului $\frac{\Delta I}{I}$ %	2	4,5	7,5	11	20

Se observă că la pulsuri intense de scurtă durată (conexiune hexafazată cu punct median, funcționare cu control de fază, și cu diodă în regim de roată liberă), corecția ce trebuie adusă curentului, care poate fi trecut prin siguranță atinge valori ce nu mai pot fi neglijate. Efectul va fi cu atît mai pronunțat, cu cît siguranțele sînt mai rapide și de aceea este de așteptat ca siguranțe cu pături subțiri, depuse, după tehnologiile specifice dispozitivelor semiconductoare, aflate în prezent în studiu de cercetare, să prezinte o dependență și mai accentuată a curentului limită termic de forma curentului.

Bibliografie

[1] *Lupaș, O.* Principii de dimensionare termică a dispozitivelor semiconductoare de putere. Teză de doctorat I.P.B., București 1973.

[2] *Lupaș, O.* Calculul încălzirii redresoarelor semiconductoare, pe baza determinării funcției de transfer din impedanța termică tranzitorie. În : Electrotehnica 22, 1974 (în curs de apariție).

[3] *Lupaș, O.* Legătura între curentul minim de topire și diametrul firelor siguranțelor fuzibile. În : Electrotehnica nr. 6, 7, 1958 p. 235—238.

[4] *Hoffman, A, Stocker, K.* Thyristor Handbuch, 1965, Erlangen, Siemens—Schukert.

[5] *Wehrle, C.* Uberflinke, strombegrenzende Schutzsicherungen Typ NG für Halbleitergleichrichter. În : AEG. Mitt. **51**, 11/12, 1961, p. 354—357.

[6] *Berliand, O. S., Gavrilova, R. I., Prudnikov, A. P.* Tabliți integralnîh funkții oșibok i polinomov ermita. Akademia Nauk. U.R.S.S. Minsk. 1961.

[7] *Avramescu, A.* Beiträge zus Erwärmungsberechnung elektrischer Leiter. În : Bull I.R.E. 11, 3/4, 1943, p. 301—342.

[8] *Avramescu, A.* Încălzirea adiabatică a conductorilor din Cu, Al și Ag. În : Studii și Cercetări Energetice 5,3—4, 1955, p. 477—487.

Intrat în redacție la 28.XII.1973.

Sisteme de corecție a funcționării instalațiilor de măsurare a curentului continuu prin compensarea automată a amperspirelor

AXENTE STOICA* — București

CZ 621.317.311.088.22

Utilizînd metoda liniarizării ecuațiilor diferențiale, într-o altă lucrare cu această temă [1], s-a efectuat o analiză a eficienței celor două sisteme principale de corecție a funcționării instalațiilor de măsurare a curentului continuu intens, prin compensarea automată a amperspirelor :

a) Sistemul utilizat de firma A.E.G. la „transformatoarele" sale cu compensare automată [2], de strîngere a cuplajului inductiv dintre circuitul curentului de măsurat și înfășurarea de compensare, prin intermediul ecranului magnetic al cadrului de măsurare. Prin acest cuplaj strîns, la o variație rapidă a curentului de măsurat, noua sa valoare se transmite mai întîi direct, prin transformare, în circuitul de compensare, iar apoi, pe măsură ce pulsul de curent se atenuează (în funcție de constanta de timp a circuitului de compensare), el este înlocuit de semnalul de modificare a curentului de compensare, care a străbătut întreg lanțul de reglare automată.

b) Sistemul folosit la majoritatea instalațiilor de măsurare în laborator, cu compensarea automată, sau neautomată a amperspirelor, realizate în ultima vreme [3, 4] și care se bazează pe introducerea în circuitul magnetic de măsurare a unei înfășurări suplimentare cu un număr mare de spire și închisă în scurtcircuit. Prezența acestei înfășurări închise în scurtcircuit pe cadrul de măsurare poate reduce la o valoare minimă constanta de timp a circuitului de compensare, reducînd, în același timp, practic, la zero, cuplajul magnetic dintre circuitul de măsurare și înfășurarea de compensare. Se urmărește, deci, pe această cale, obținerea unei viteze ridicate de variație a curentului din circuitul de compensare (prin reducerea constantei de timp a acestui circuit), precum și reducerea la minimum a pulsurilor de curent alternativ care se induc direct, din circuitul de măsurare în circuitul de compensare (ca urmare a reducerii cuplajului magnetic dintre aceste circuite).

Analiza efectuată în [1], folosind metoda liniarizării caracteristicilor de comandă a elementelor care compun sistemul de compensare automată a amperspirelor, a permis stabilirea unor date de bază privind funcționarea generală și răspunsul tranzitoriu al acestor sisteme, în urma determinării și analizei caracteristicilor lor de frecvență.

* Dr. ing. *A. Stoica* este cercetător științific principal la Institutul de mecanica fluidelor și construcții aerospațiale (IMFCA) — București.

Fără luarea în considerare a neliniarității caracteristicilor de comandă reale, nu pot fi elucidate însă, în mod corect și complet, unele probleme de prim ordin, cum ar fi, spre exemplu, cea a stabilității sistemului neliniar, sau a efectelor de modificare discontinuă (în salt) a mărimii de ieșire din sistem, la o variație continuă a semnalului de intrare. Din acest motiv, în cele ce urmează, se continuă analiza comportării în regim dinamica sistemului automat, fără a se mai recurge la liniarizarea caracteristicilor sale de comandă.

1. Punctele de echilibru static al sistemelor cu compensare automată

Este util ca analiza să se înceapă cu determinarea, în prealabil, a punctelor (pozițiilor) finale de echilibru, spre care tinde sistemul automat în cursul desfășurării proceselor tranzitorii. Punctul de echilibru static al unui sistem automat închis, cu două etaje de amplificare, poate fi determinat, desigur, în modul cel mai simplu, pe cale grafică. În acest scop, este necesar să se traseze pe o aceeași diagramă, caracteristicile statice de comandă, în curent I_I (i_x, i_z) și $I_{II}(i_y)$, ale celor două amplificatoare, ținînd seama de faptul că, curentul de ieșire al fiecărui amplificator constituie un curent de comandă pentru etajul următor.

Pentru curenții care intervin în sistem se vor utiliza, în continuare, următoarele notații :

i_x — curentul de compensare, respectiv curentul de ieșire al amplificatorului final ;

i_y — curentul de ieșire al preamplificatorului, respectiv curentul de comandă al amplificatorului final ;

i_z — curentul de măsurat.

La trasarea diagramei caracteristicilor statice, în planul de coordonate (i_x, i_y), curentul de măsurat i_z poate fi considerat ca suplimentar, de polarizare a preamplificatorului. În acest mod efectul său asupra sistemului se poate echivala cu o deplasare a caracteristicii de comandă I_I (i_x) de-a lungul axei absciselor i_x, deplasare egală cu valoarea, la un moment dat, a curentului i_z, raportată la numărul de spire w_2 ale înfășurării de compensare : $\frac{i_z}{w_2}$.

În figura 1 a, s-a trasat, pentru cazul în care curentul de măsurat i_z este nul, caracteristica de comandă a preamplificatorului cu autosaturație, curba I_I (i_x), precum și ramura activă a caracteristicii amplificatorului final, curba $I_{II}(i_y)$. În figura 1 b, c și d, aceleași caracteristici

au fost trasate pentru diferite valori ale curentului de măsurat i_z.

Punctul de echilibru static se obține la intersecția celor două caracteristici de comandă (în figura 1 a, punctul P de coordonate i_{xs} și i_{ys}).

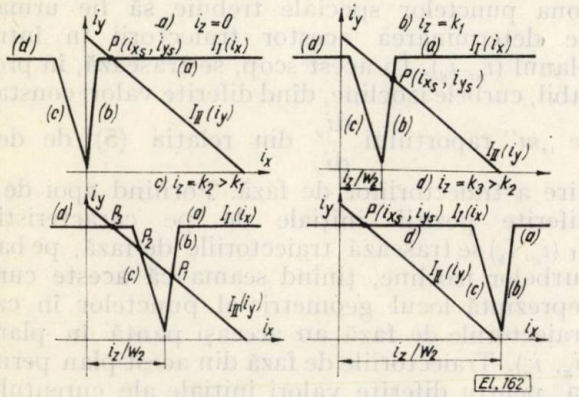


Fig. 1. Determinarea punctului de echilibru static al sistemului închis cu compensare automată.

După cum rezultă din figura 1, punctul static de funcționare se deplasează pe caracteristica $I_I(i_x)$, în funcție de valoarea curentului i_z. Ceva mai mult, pentru o plajă medie de valori ale curentului i_z, se obțin, nu una, ci trei intersecții ale caracteristicilor statice de comandă (P_1, P_2 și P_3 din fig. 1 c). Abaterea statică a sistemului pentru oricare punct P de funcționare (independent de ramura pe care este situat) este :

$$\Delta\varepsilon = i_{xs} - \frac{i_z}{w_2}.$$

Este evident că abaterea statică are valori minime numai atunci cînd punctul P, în care funcționează în mod real sistemul, se situează pe ramura activă (b) a caracteristicii $I_I(i_x)$ a preamplificatorului. Pe măsura creșterii curentului i_z, punctul de funcționare se mută de pe ramura (a) pe (b) și coboară treptat pe această ramură, pînă în punctul său inferior. Odată atinsă această poziție, la cea mai mică creștere în continuare a curentului i_z, punctul de funcționare se comută brusc pe ramura (d). În urma acestui salt, curentul de compensare i_x revine la valoarea sa inițială (care se obține la $i_z = 0$) și se menține, în continuare, la această valoare pînă în momentul în care curentul i_z se reduce suficient pentru a fi posibil saltul invers pe ramura (b).

2. Ecuațiile diferențiale ale sistemului de compensare automată, fără înfășurare de amortizare

Nu toate punctele de echilibru, stabilite în modul indicat mai înainte, corespund unor stări de stabilitate a sistemului. Caracterul acestor puncte de funcționare trebuie analizat în regim tranzitoriu. Pentru a simplifica stabilirea și rezolvarea ecuațiilor, care descriu regimul tranzitoriu al sistemului, este necesar să se admită că miezurile magnetice au o curbă de histerezis suficient de dreptunghiulară, iar redresorii semiconductori utilizați au o rezistență inversă suficient de ridicată, încît să se poată considera că, coeficientul K_r, de reacție internă a amplificatorului, este $K_r \cong 1$. Cu această condiție îndeplinită se poate considera ca neglijabilă influența inversă pe care o exercită circuitul de ieșire asupra celui de intrare, în cazul unei sarcini cu inductivitate accentuată, iar analiza regimului tranzitoriu al sistemului închis se poate limita la analiza regimului tranzitoriu care are loc în circuitele de comandă ale celor două amplificatoare magnetice.

Astfel, pentru instalația de măsurare fără înfășurare de amortizare, ținînd seama de notațiile utilizate în figura 2, pentru circuitele de comandă, ale celor două etaje de amplificare rezultă :

$$L_1(i_x)\cdot\frac{di_x}{dt} + r_1(i_x)\cdot i_x = E_{II}(i_y), \qquad (1)$$

$$L_2(i_y)\cdot\frac{di_y}{dt} + r_2(i_y)\cdot i_y = E_I(i_x, i_z), \qquad (2)$$

unde : $E_I(i_x, i_z)$ și $E_{II}(i_y)$ reprezintă caracteristicile statice de comandă în tensiune ale celor două etaje de amplificare.

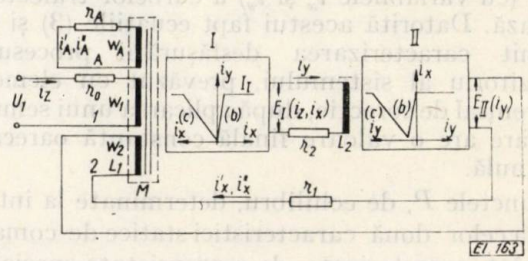


Fig. 2. Schema electrică generală a instalației pentru măsurarea curentului continuu intens.

Inductivitățile $L_1(i_x)$ și $L_2(i_y)$ s-au notat ca funcții de curenții de comandă i_x și respectiv, i_y, de a căror valoare depinde permeabilitatea miezurilor magnetice ale acestor inductivități. Rezistențele $r_1(i_x)$ și $r_2(i_y)$ ale circuitelor de comandă s-au notat și ele ca funcții de curenții de comandă i_x, i_y, pentru a ține seama de dependența rezistenței directe a redresoarelor conectate în aceste circuite de curentul care le străbate.

Se introduc de asemenea, notațiile :

$$\frac{E_I(i_x, i_z)}{r_2(i_y)} = I_I(i_x, i_z); \quad \frac{E_{II}(i_y)}{r_1(i_x)} = I_{II}(i_y),$$

și :

$$\frac{L_1(i_x)}{r_1(i_x)} = T_1(i_x); \quad \frac{L_2(i_y)}{r_2(i_y)} = T_2(i_y),$$

unde : $I_I(i_x, i_z)$ și $I_{II}(i_y)$ reprezintă caracteristicile statice de comandă în curent ale celor două etaje de amplificare. (Întrucît variabilele i_x și i_y nu sînt independente la determinarea experimentală directă, cele două caracteristici se obțin ca funcții de două și, respectiv, de o variabilă). $T_1(i_x)$ și $T_2(i_y)$ reprezintă constantele de timp ale celor două circuite de comandă. Cu aceste notații se obține următorul sistem de două ecuații diferențiale :

$$\frac{di_x}{dt} = \frac{1}{T_1(i_x)} \cdot [I_{II}(i_y) - i_x] \qquad (3)$$

$$\frac{di_y}{dt} = \frac{1}{T_2(i_y)} \cdot [I_I(i_x, i_z) - i_y]. \qquad (4)$$

În limitele aproximărilor stabilite, ecuațiile (3) și (4) împreună, descriu în întregime desfășurarea procesului tranzitoriu în sistemul automat închis, fără înfășurare de amortizare.

NOTĂ. Se remarcă aici că, în ecuația (1) nu s-a ținut seama și de influența directă, pe cale diferențială, pe care o are variația curentului de măsurat i_z asupra circuitului de compensare. S-a procedat în acest fel pentru a elimina una din variabile și a face, astfel, posibilă determinarea desfășurării procesului tranzitoriu prin trasarea în plan (cu variabilele i_x și i_y) a curbelor traiectorii de fază. Datorită acestui fapt ecuațiile (3) și (4) permit caracterizarea desfășurării procesului tranzitoriu al sistemului, prevăzut cu element diferențial de corecție, după aplicarea unui semnal i_z, care are o valoare finală constantă oarecare sau nulă.

Punctele P, de echilibru, determinate la intersecția celor două caracteristici statice de comandă, sînt caracterizate de o proprietate specială ; în planul de coordonate (i_x, i_y) derivata $\frac{di_y}{di_x}$, în aceste puncte, este nedefinită.

Într-adevăr, din relațiile (3) și (4) se obține :

$$\frac{di_y}{di_x} = \frac{T_1(i_x)}{T_2(i_y)} \cdot \frac{[I_I(i_x, i_z) - i_y]}{[I_{II}(i_y) - i_z]}. \qquad (5)$$

Ținînd seama că în punctele P sînt satisfăcute relațiile :

$$I_I(i_{xP}, i_z) = i_{yP} \text{ și } I_{II}(i_{yP}) = i_{xP},$$

rezultă că :

$$\left.\frac{di_y}{di_x}\right|_P = \frac{0}{0}.$$

3. Studiul, cu ajutorul traiectoriilor de fază, al comportării, în regim tranzitoriu, a sistemului cu compensare automată fără înfășurare de amortizare

Stabilirea orientării traiectoriilor de fază în zona punctelor speciale trebuie să fie urmată de determinarea acestor traiectorii în întreg planul (i_x, i_y). În acest scop, se trasează, în prealabil, curbele izocline, dînd diferite valori constante „m" raportului $\frac{di_y}{di_x}$ din relația (5) de definire a traiectoriilor de fază. Pornind apoi de la diferite poziții inițiale de pe caracteristica $I_I(i_x, i_y)$ se trasează traiectoriile de fază, pe baza curbelor izocline, ținînd seama că aceste curbe reprezintă locul geometric al punctelor în care traiectoriile de fază au aceeași pantă în planul (i_x, i_y). Traiectoriile de fază din acest plan permit ca, pentru diferite valori inițiale ale curentului, să se determine comportarea sistemului automat, după ce la intrarea sa s-a aplicat un semnal constant Δi_z.

Să presupunem, astfel, că i_z atinge valoarea i_{z_3} (pentru care s-a construit diagrama simplificată din figura 3) printr-un salt în treaptă Δi_z de la o valoare oarecare i_{z_1} mai redusă [7]. Prin această polarizare instantanee, cu valoarea Δi_z, caracteristica $I_I(i_x)$ va fi deplasată simultan spre dreapta, în planul fazelor de-a lungul axei i_x, cu valoarea $\frac{\Delta i_z}{w_2}$ (din poziția (b) în poziția (a), figura 4).

La variația în salt a semnalului, sistemul diferențial „injectează" însă, în circuitul de compensare, un plus de curent, a cărui valoare maximă inițială este tot $\frac{\Delta i_z}{w_2}$, astfel că, în primul moment după aplicarea semnalului în treaptă, punctul de funcționare a sistemului rămîne „acroșat" în același loc pe caracteristica $I_I(i_x)$ în deplasarea acesteia din poziția (b) în poziția (a). Punctul de funcționare se deplasează brusc din „A" în „A'''" paralel cu axa i_x datorită faptului că constanta de timp T_2 fiind, în general, diferită de zero, curentul i_y, în primul moment, își păstrează neschimbată valoarea sa. După stabilirea semnalului la noua sa valoare i_{z2}, desfășurarea procesului tranzitoriu are loc de-a lungul traiectoriilor de fază trasate în figura 4 care permit să se stabilească deplasarea punctului de funcționare din poziția A', în poziția finală B'.

O desfășurare similară a procesului tranzitoriu se obține la scăderea valorii semnalului de la i_{z2} la i_{z1} ; La trecerea caracteristicii $I_I(i_x)$ din poziția a) în b), punctul de funcționare se menține în acest caz în „B'''", iar apoi deplasarea sa în poziția finală „A" are loc de-a lungul unei traiectorii de fază, care trece prin punctul B de pe caracteristica $I_I(i_x)$.

Asimptotele punctului de tip „șa" de pe ramura (*c*) împart traiectoriile de fază, care pornesc de pe ramura (*b*), în două grupe : prima grupă este constituită de traiectoriile de fază, care pornind din porțiunea superioară a caracteristicii I_I (i_x), conduc la punctul fals de funcționare de pe ramura (*d*) printr-o desfășurare, în general,

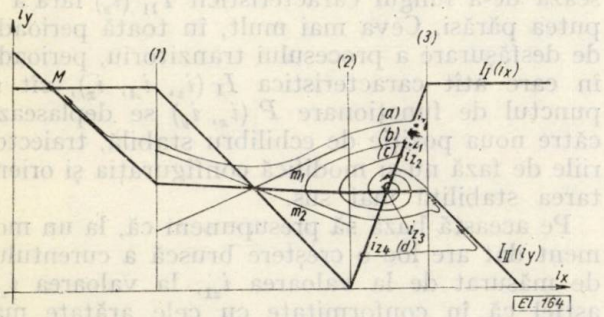


Fig. 3. Diagrama simplificată a traiectoriilor de fază la o variație în salt a semnalului pentru instalația cu compensare automată și cu sistem diferențial de corecție (la $T_2 \neq 0$).

aperiodică a procesului tranzitoriu, iar în cea de a doua grupă se încadrează traiectoriile de fază care pornesc din porțiunea inferioară a caracteristicii I_I (i_x) și care, trecînd pe sub asimptota „m_1" a punctului de tip „șa", conduc, printr-o desfășurare de tip oscilatoriu amortizat a procesului tranzitoriu, la noua poziție stabilă de echilibru de pe ramura (b).

Din această cauză, atunci cînd stabilirea semnalului la valoarea i_{z3} se face printr-un salt de la o valoare i_{z0}, care este mai redusă decît o anumită valoare limită i_{z1}, curentul de compensare nu mai poate prelua această valoare majorată a semnalului și sistemul se „decroșează", trecînd în punctul fals de funcționare de pe ramura (*d*). Se obține deci, același efect ca la

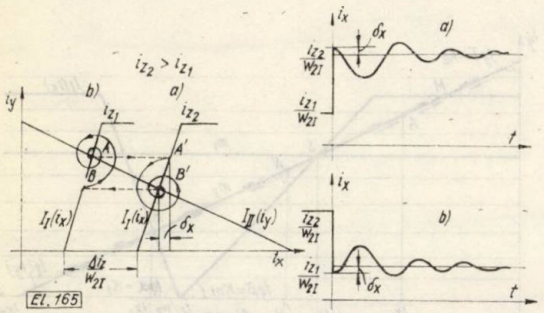


Fig. 4. Desfășurarea procesului tranzitoriu la o variație în salt a semnalului pentru instalația cu compensare automată și cu sistem diferențial de corecție (la $T_2 \neq 0$).

comutarea statică, fără însă ca i_z să fi atins, în acest caz, valorile sale extreme. Vom denumi acest efect, în cele ce urmează, efect de comutare dinamică.

O comportare interesantă în regim tranzitoriu o prezintă instalația cu compensare automată, în cazul în care se poate considera că constanta de timp, T_2, a amplificatorului său final este, practic, nulă. (Această situație s-ar putea obține în cazul în care amplificatorul final de c.c. nu ar fi constituit, ca la instalația lui W. Krämer și L. Alfred, dintr-un amplificator magnetic cu autosaturație, ci, spre exemplu, dintr-un amplificator de putere cu tiristoare).

Din relația (5) rezultă că la $T_2 = 0$, traiectoriile de fază sînt orientate vertical ($m = \infty$) în tot planul fazelor, în afara punctelor situate pe caracteristica I_I (i_x,i_z) = i_y, puncte, în care valoarea lui „m" este nedeterminată.

Și în acest caz, prin acțiunea elementului diferențial, în primul moment după aplicarea unui semnal Δi_z în treaptă, punctul de funcționare se „lipește" de caracteristica I_I (i_x), (în poziția sa de echilibru anterioară aplicării semnalului) și se deplasează simultan, împreună cu ea, cu valoarea $\frac{\Delta i_z}{w_2}$. Datorită însă valorii nule a

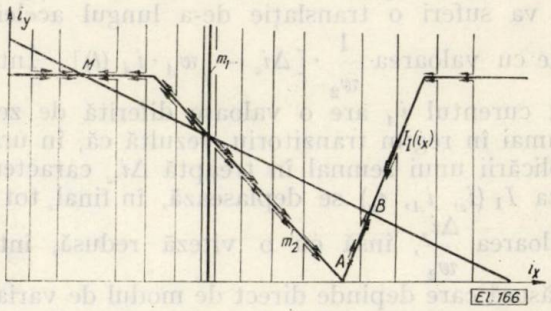


Fig. 5. Punctele speciale și traiectoriile de fază pentru instalația cu compensare automată și cu sistem diferențial de corecție (la $T_2 = 0$).

constantei de timp T_2, punctul de funcționare nu mai poate părăsi nici după aplicarea saltului de curent ramura (*b*) a caracteristicii I_I (i_x) și se deplasează de-a lungul ei către noul punct stabil de echilibru. Deplasarea punctului de funcționare este orientată în sus, sau în jos, de-a lungul ramurii (*b*) la creșterea, respectiv, scăderea în salt a semnalului i_z, însă în nici o situație și pentru nici o valoare a saltului în treaptă (cuprinsă în limitele domeniului de măsurare a instalației) nu mai este posibilă apariția efectului de comutare dinamică.

4. Studiul, cu ajutorul traiectoriilor de fază, al comportării în regim tranzitoriu a sistemului cu compensare automată, prevăzut cu înfășurare de amortizare

Întrucît s-a considerat că $T_1 << T_A = T_{A1}$, din relația (2), obținută în [1] rezultă că acțiunea înfășurării de amortizare asupra funcționării sistemului cu compensare automată se poate echivala, în calcul, prin adoptarea aproximării : $T_1 \cong T_M \cong 0$ în ecuația diferențială neliniară (5) a instalației de măsurare. În plus, trebuie să se țină seama și de prezența curentului i_A în înfășurarea de amortizare, pe toată perioada de

desfășurare a procesului tranzitoriu, astfel că, pentru a se menține aceeași formă pentru ecuația (5) este necesar să se considere că, poziția în planul fazelor a caracteristicii de comandă a preamplificatorului depinde acum de trei parametrii : $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$. În conformitate cu procedeul adoptat anterior pentru construcția planului fazelor, se poate considera, în acest caz, că în urma aplicării unui semnal Δi_z, caracteristica $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$ este polarizată simultan cu doi curenți ; unul constant, egal cu Δi_z, iar celălalt, variabil în timp și egal cu $w_A \cdot i_A\,(t)$. Această accepțiune implică următoarea desfășurare a procesului tranzitoriu în planul fazelor :

În urma unei variații Δi_z a semnalului de intrare, caracteristica $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$ nu mai este deplasată instantaneu în planul fazelor, cu distanța $\frac{\Delta i_z}{w_2}$, de-a lungul axei absciselor, așa cum se întîmplă cu caracteristica $I_I\,(i_z,\ i_x)$, ci va suferi o translație de-a lungul aceleiași axe cu valoarea $\frac{1}{w_2} \cdot [\Delta i_z - w_A \cdot i_A\,(t)]$. Întrucît curentul i_A are o valoare diferită de zero, numai în regim tranzitoriu, rezultă că, în urma aplicării unui semnal în treaptă Δi_z, caracteristica $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$ se deplasează, în final, tot cu valoarea $\frac{\Delta i_z}{w_2}$, însă cu o viteză redusă, într-o măsură care depinde direct de modul de variație în timp a curentului i_A din înfășurarea de amortizare.

Înlocuirea în ecuația (5) a funcției $I_I\,(i_z,\ i_x)$ prin funcția $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$ și folosirea acestei ecuații la trasarea traiectoriilor de fază, efectuată ca și în paragraful anterior, 3, este posibilă numai pentru cîte o valoare considerată constantă la un moment dat, a curentului i_A, astfel că în planul fazelor se obține configurația, pentru momentul considerat, a traiectoriilor de fază. Posibilitățile de producere a efectului de comutare dinamică se pot aprecia, în acest caz, determinînd, în mod separat, atît deplasarea în regim tranzitoriu de-a lungul traiectoriilor de fază, a punctului de funcționare $P\,(i_x,\ i_y)$, cît și deplasarea caracteristicii $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$. Această analiză este însă mult simplificată, în cazul în care, potrivit celor arătate mai înainte, se poate considera că $T_1 = T_M = 0$.

În situația în care $T_1 = 0$, din relația :

$$\frac{T_1}{T_2} \cdot \frac{I_I\,(i_x) - i_y}{I_{II}\,(i_y) - i_x} = m,$$

rezultă că, în tot planul fazelor, $(m = 0)$, curbele izocline sînt orientate orizontal, cu excepția punctelor situate pe caracteristica $I_{II}\,(i_y) = i_x$, puncte în care valoarea lui „m" este nedeterminată.

O asemenea configurație a curbelor izocline limitează locul de existență a traiectoriilor de fază la curba caracteristicii $I_{II}\,(i_y)$, ceea ce înseamnă că, atît în regim static, cît și în regim dinamic, punctele de funcționare se vor găsi numai pe această caracteristică $I_{II}(i_y)$ a amplificatorului final. Punctele de funcționare se deplasează de-a lungul caracteristicii $I_{II}\,(i_y)$ fără a o putea părăsi. Ceva mai mult, în toată perioada de desfășurare a procesului tranzitoriu, perioadă în care atît caracteristica $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$, cît și punctul de funcționare $P\,(i_x,\ i_y)$ se deplasează către noua poziție de echilibru stabilă, traiectoriile de fază nu-și modifică configurația și orientarea stabilită mai sus.

Pe această bază să presupunem că, la un moment dat are loc o creștere bruscă a curentului de măsurat de la valoarea i_{z1}, la valoarea i_{z2}, astfel că în conformitate cu cele arătate mai înainte, caracteristica de comandă $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$ începe să se deplaseze (de-a lungul axei absciselor, către noua poziție stabilă, corespunzătoare polarizării acestei caracteristici, cu valoarea i_{z2}), cu o viteză care depinde de variația în timp a curentului i_A. În același timp, punctul de funcționare începe să se deplaseze din poziția $A\,(i_{x1},\ i_{y1})$, de-a lungul caracteristicii $I_{II}\,(i_y)$, cu o viteză care depinde în principal, de constanta de timp T_2. Diagrama simplificată prezentată în figura 6 corespunde momentului, în care caracteristica $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$ a atins, practic, poziția finală $(i_A \cong 0)$, în timp ce punctul de funcționare se găsește încă în poziția $A'\,(i'_{x1},\ i'_{y1})$ pe caracteristica $I_{II}\,(i_y)$. Din această diagramă rezultă că, în cazul în care diferența dintre vitezele relative de deplasare a punctului de funcționare și respectiv a caracteristicii $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$ face ca acestea să se găsească la un moment dat în planul fazelor, la o distanță care întrece o anu-

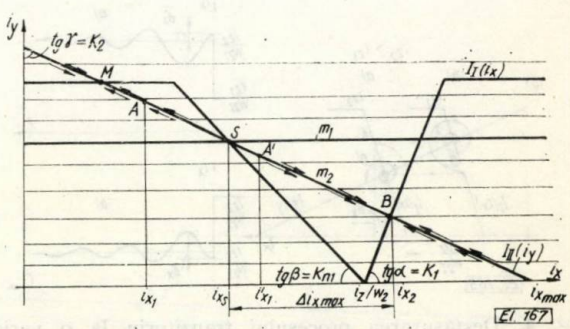


Fig. 6. Diagrama simplificată a traiectoriilor de fază pentru sistemul de compensare automată prevăzut cu înfășurare de amortizare.

mită valoare limită, punctul de funcționare nu se va mai deplasa spre poziția de echilibru B, ci spre punctul M de pe ramura (d), astfel că sistemul de urmărire se decroșează. Valoarea maximă pe care o poate atinge însă, la un moment dat, distanța $\Delta i_w\,(t)$ dintre punctul curent de funcționare și caracteristica $I_I\,(i_z,\ i_A,\ i_x)$, în urma

aplicării unui semnal în treaptă unitară, nu depășește în nici un caz, valoarea :

$$\frac{1}{w_2} \cdot \frac{4\,T_2}{T_{A1}} \cdot \left(1 - \frac{T_1}{T_{A1}}\right).$$

Ținînd seama, în continuare, de faptul că $\frac{1}{w_2}$ reprezintă valoarea răspunsului stabilizat al sistemului, în urma aplicării unui semnal în treaptă unitară, și avînd în vedere și relațiile $T_1 << T_{A1}$ și $T_{A1} = 4K_1K_2w_2T_2$ rezultă următoarea concluzie :

„Înzestrarea instalației cu compensare automată cu o înfășurare de amortizare, a cărei constantă de timp T_A satisface condiția de asigurare a regimului aperiodic ($T_A \geqslant T_{A1}$), are ca efect, în perioada desfășurării procesului tranzitoriu, menținerea punctului de funcționare în apropierea caracteristicii (mobile în planul fazelor) a preamplificatorului, la o distanță $w_2\,\Delta i_w\,(t)$, care este mai mică decît $\frac{1}{K_1K_2w_2}$ din valoarea finală a răspunsului stabilizat al sistemului, la aplicarea la intrarea sa a unui semnal în treaptă".

5. Concluzii

Analiza efectuată prin aplicarea metodei planului și a traiectoriilor de fază la studiul funcționării în regim tranzitoriu a instalațiilor cu compensare automată a amperspirelor, a condus la obținerea următoarelor rezultate :

a) S-au stabilit condițiile în care are loc „desprinderea" instalației de măsurat de semnalul de c.c. de la intrare și s-au definit regimurile de „comutare statică" și de „comutare dinamică" pentru instalația de măsurat (paragraful 1 și respectiv 3) ;

b) S-a stabilit că soluția bazată pe asigurarea unui cuplaj inductiv strîns, între circuitul de măsurare și înfășurarea de compensare, poate asigura o funcționare continuă și stabilă pentru instalația cu compensare automată, însă, numai cu condiția ca constanta de timp T_2 a amplificatorului final să fie practic nulă. Pentru o valoare oarecare a constantei de timp T_2 diferită de zero, sistemul automat se decroșează atunci cînd semnalul de c.c. prezintă o variație în salt care depășește o anumită limită maximă, limită dependentă atît de caracteristicile constructive ale sistemului, cît și de valoarea inițială a semnalului (paragraful 3) ;

c) S-a stabilit că soluția bazată pe înzestrarea instalației de măsurare, cu o înfășurare suplimentară în scurtcircuit, a cărei constantă de timp are cel puțin valoarea minimă T_A, necesară pentru asigurarea unei funcționări aperiodice, poate asigura funcționarea continuă a sistemului în condițiile în care la intrarea sa, curentul de măsurat prezintă variații în salt a căror valoare poate ajunge foarte aproape de valoarea maximă a domeniului de măsurare.

Ca o concluzie generală care se desprinde din întreaga analiză asupra regimului tranzitoriu, prin metoda calculului operațional și prin metoda traiectoriilor de fază, pentru determinarea eficienței celor două metoda de corecție, se pot afirma următoarele :

a) Sistemul bazat pe folosirea cuplajului magnetic, dintre circuitul de măsurare și înfășurarea de compensare, asigură viteza de răspuns maximă, instalația de compensare urmărind, practic, fără întîrziere, orice variație a curentului de măsurat. Acest sistem se poate „desprinde", însă, de curentul de măsurat, dacă variațiile acestuia întrec o anumită limită și dacă, constanta de timp a amplificatorului final nu are o constantă de timp practic nulă.

b) Sistemul bazat pe folosirea unei înfășurări suplimentare, închisă în scurtcircuit, asigură funcționarea continuă a instalației de măsurare, la variații în limite largi ale curentului de măsurat. Viteza de răspuns a acestui sistem este însă mai redusă, fiind determinată, în principal, de valoarea constantei de timp a amplificatorului final.

Bibliografie

[1] *Stoica, A.* Considerații privind funcționarea instalațiilor de măsurare a curentului continuu prin compensare automată a f uxului magnetic. Electrotehnica **22**, nr. 2, februarie 1974, p.

[2] *Krämer, W., Lang, A.* Entwicklungsstand des Gleichstromwandlers. În : ATM, nr. 302, 303—1961.

[3] *Kusters, N. L., Moore, W. J., Miljanic, P. N.* A curent comparator for the precision measurement of D.C. rations. În : I.E.E.E. Trans. on Communication and Electronics, vol. **83**, nr. 1, 1964.

[4] *Martin Mac, M. P., Kusters, N. L.* A Self — Balancing Direct Current comparator for 20 000 Amperes. În : I.E.E. Trans. on Magnetics, vol. **1**, nr. 12—1965.

[5] *Cunningham, W. J.* Introduction to nonlinear analysis Mc. Graw-Hill Book To., Inc. N.Y. 1958.

[6] *Rozenblatt, M.A* Magnitnîie usiliteli. Sovetskoe Radio, 1960.

[7] *Stoica, A.* Particularități ale funcționării sistemelor de compensare magnetică automată precizate cu ajutorul punctelor speciale din planul fazelor. În : Electrotehnica nr. 1, 1966.

Intrat în redacție la 19.X.1972.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

Sursă de alimentare cu tensiune stabilizată de 350 VA

Pentru a se asigura o bună funcționare a aparatajului electric și electronic folosit în procesele de automatizare industrială, la instalațiile de măsură și control etc., este necesar ca acesta să fie alimentat cu tensiune stabilizată. Faptul se impune date fiind variațiile tensiunii de alimentare, care diminuează precizia de funcționare a aparatajului. În scopul eliminării unor astfel de neajunsuri au fost realizate dispozitive, care să stabilizeze tensiunea, denumite surse de tensiune stabilizată.

Figura 1 reprezintă o sursă de tensiune stabilizată, continuă și alternativă, realizată la ICENERG — București. În urma realizării aparatului și a experimentărilor efectuate asupra lui au fost stabilite următoarele caracteristici tehnice :

— tensiunea de intrare, 220 V/50 Hz ± 1 Hz ;
— tensiuni stabilizate în curent alternativ, 220/110/24/12/6,3 V c.a. și separat 24 și 6,3 V c.a. ;
— tensiuni stabilizate în curent continuu, 250/120/26/15 6,5 V c.c. ;
— puterea maximă în sarcină, 350 VA ;
— coeficientul de stabilizare, 1 % ;
— variația tensiunii de intrare, 150—300 V c.a. ;
— curentul maxim în sarcină, 1,6 A ;
— domeniul de temperatură, 10...70°C ;
— umiditatea relativă, 80 %.

Pe panoul aparatului prezentat în figura 1 se văd elementele sale cu următoarea specificație :

1 — fișa de tensiune continuă 250/120/26/15/6,5 Vc.c. ;
2 — fișa de tensiune alternativă 220/110/24/12/6,3 V c.a. ;
3 — fișa de tensiune de 6,3 V c.a. ;
4 — fișa de tensiune de 24 V c.a. ;
5 — butonul comutatorului pentru reglajul în trepte al tensiunii de ieșire ;
6 — voltmetru de curent continuu (0—250 V c.a.) ;
7 — voltmetru de curent alternativ (0—250 V c.a.) ;
8 — lampă de semnalizare.

În partea din spate a aparatului se găsesc : mufa de alimentare de la rețea (220 V/50 Hz), întreruptorul de rețea și siguranța fuzibilă de 4 A.

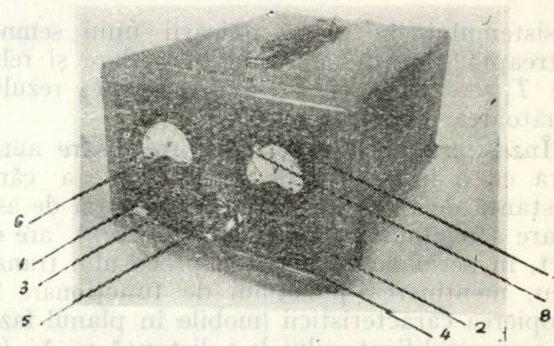


Fig. 1

Este un aparat simplu, robust, care, spre deosebire de alte aparate similare existente, prezintă o serie de avantaje ca : posibilități multiple de utilizare, datorită gamei largi de valori ale tensiunilor de ieșire, atît alternative cît și continue ; coeficient de stabilizare bun (1 %).

Sursa de tensiune continuă și alternativă stabilizată, de 350 VA, realizată în cadrul ICENERG are performanțe tehnice care o fac utilizabilă în laboratoare sau alte domenii, unde sînt necesare alimentări cu tensiuni stabilizate.

Ing. *D. Drăgănescu*

Condensatoare fixe pentru curent alternativ

Preocupările permanente ale proiectanților și constructorilor de produse noi din țara noastră sînt : reducerea prețului de cost și încadrarea performanțelor lor în normele de calitate internaționale.

În acest fel se poate renunța la produsele similare procurate pînă acum din import și, mai mult decît atît, produsele românești pot deveni competitive pe piața mondială.

Astfel, la IPRS, proiectanții de produs au reproiectat condensatoarele fixe de uz general destinate instalațiilor de iluminat cu lămpi cu descărcări în gaze, reușind să atingă parametrii la exigențele normelor internaționale (fig. 1).

Rolul condensatoarelor fixe de curent alternativ în aceste instalații este de a mări tensiunea de amorsare a aprinderii lămpii, de a limita curentul și a îmbunătăți factorul de putere (cos φ) al rețelei.

Păstrînd construcția în ceea ce privește natura dielectricului (hîrtia), armăturile din benzi de aluminiu și închiderea în tub de aluminiu etanșat cu rășini epoxidice, constructorii au reușit, prin schimbarea impregnantului, să îmbunătățească performanțele, printre care și categoria climatică, extinzînd domeniul temperaturilor de utilizare între : —25°C și +85°C față de —10°C și +70°C, de pînă acum.

O altă performanță remarcabilă este o mai mare stabilitate a capacității cu temperatura. Astfel în domeniul —25°C ; +85°C variația relativă a capacității se încadrează în domeniul —3 % ... +1,5 %, la noul produs, față de —20 % ... +4 % în domeniul —10°C ; +70°C, la vechiul produs.

Din punct de vedere dimensional, de asemenea, noul produs este mai avatajos. El este prevăzut, la cererea beneficiarului, cu o rezistență de descărcare conectată între

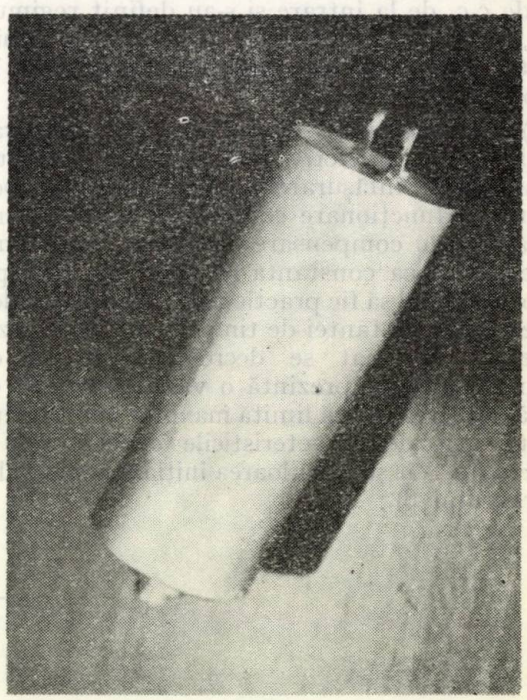


Fig. 1

cose (terminale) şi înglobată în răşina de etanşare. Tubul metalic al noului condensator este prevăzut cu un şurub cu piuliţă în scopul legării lui la priza de pămînt.

Pînă în prezent s-a realizat ca prototip numai condensatorul de 4,2 μF/220 Vef de tip paralel (se conectează în derivaţie cu balastul corpului de iluminat sau cu sursa de alimentare ca în figura 2), însă în funcţie de cererile beneficiarilor se va extinde gama valorilor şi se vor realiza şi condensatoarele de tip serie (care se conectează în serie cu balastul corpului de iluminat ca în figura 3).

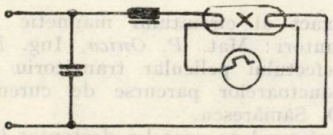


Fig. 2

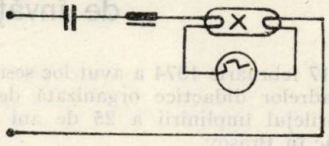


Fig. 3

Ing. *Maria Popescu*

Balast cu secţiune redusă

Prin realizarea acestui nou produs, la Întreprinderea de cinescoape (ICIN) se obţin importante economii de metal, ca urmare a reducerii dimensiunilor de gabarit ale corpurilor de iluminat pentru lămpi fluorescente.

Lămpile fluorescente nu pot fi conectate direct la reţeaua electrică de distribuţie, deoarece tensiunea nu este suficientă pentru intrarea lor în funcţiune, iar pe de altă parte s-ar provoca distrugerea lor imediată. Datorită specificului descărcărilor în gaze, dacă curentul nu este limitat de o rezistenţă oarecare, el tinde să crească pînă la valori ce pot distruge lampa.

Pentru a împiedica apariţia acestui fenomen şi în scopul de a stabiliza mărimea curentului la o valoare admisibilă, lămpile fluorescente se montează în asociaţie cu aparate speciale denumite în practica obişnuită: balasturi.

În timp ce balasturile în construcţie obişnuită, de tip BIA, au fost luate după licenţa Philips, cele cu secţiune redusă, de tip BIM, au fost realizate după concepţie proprie de Întreprinderea de cinescoape.

În figura 1 este prezentat noul tip de balast cu secţiune redusă, BIM 40 W/220 V. Se compune dintr-o bobină încasetată într-un ansamblu capac-placă, în care se toarnă un amestec poliesteric de umplere cu rolul de fixare a bobinei în casetă şi de îmbunătăţire a transmisiei căldurii degajată de balast în timpul funcţionării în mediul exterior. Este destinat să lucreze în interior în incinte lipsite de vapori acizi

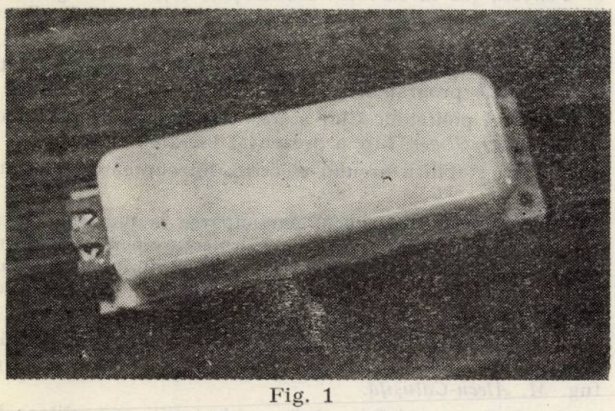


Fig. 1

sau bazici, la o temperatură a mediului ambiant de maxim +35°C. El este mult mai îngust decît balastul de tip BIA, scăzîndu-i lăţimea de la B = 64 la 40 mm.

De asemenea are şi o înălţime mai mică 40 mm în loc de C = 45 mm la tipul BIA. În schimb are lungimea de 140 mm, faţă de numai A = 105 mm la BIA, aceasta nemicşorîndu-i din calităţile sale de reducerea secţiunii corpului de iluminat în care se montează cu 20%. Dimensiunile celor 2 tipuri de balasturi sînt date în tabela 1 (fig. 2).

Tabela 1 (tip. 2)

Dimensiuni / Tip.	A, mm	B, mm	C, mm	D, mm	E, mm
B I A	105±1	64±1	45±1	90±0,2	42±0,2
B I M	140±1	40±1	40±1	130±0,2	28±0,2

Construite în 2 variante la 20 şi 40 W, cu aceleaşi dimensiuni de gabarit, la tensiunea reţelei de 220 V, balasturile BIM au caracteristici identice cu BIA la 40 W şi valori apropiate la 20 W (tabela 2).

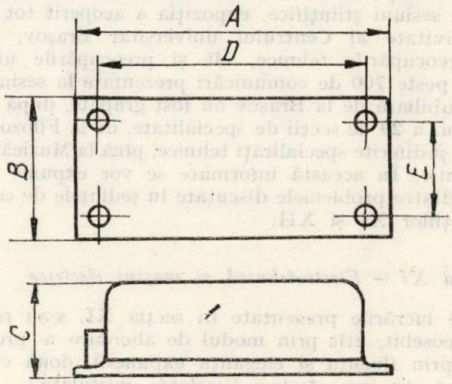


Fig. 2

Tabela 2

Caracteristici tehnice	Unităţi de măsură	BIA 20	BIM 20	BIA şi BIM 40
Putere nominală	W	20	20	40
Tensiune nominală	V	220	220	220
Frecvenţă nominală	Hz	50	50	50
Curent nominal	A	0,37	0,385	0,43
Factor de putere, cos φ	—	0,35	0,36	0,5

Deoarece prezintă avantaje deosebite, micşorînd corpurile de iluminat în care se montează, ele au o largă utilizare pe piaţa internă şi sînt cerute şi la export.

Ing. *Ivanovici Constantin*

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

Sesiunea științifică jubiliară a cadrelor didactice, consacrată aniversării a 25 de ani de învățămînt superior tehnic în Brașov

Între 15 și 17 februarie 1974 a avut loc sesiunea științifică jubiliară a cadrelor didactice organizată de Universitatea Brașov, cu prilejul împlinirii a 25 de ani de învățămînt superior tehnic în Brașov.

La ședința de deschidere, care a avut loc în aula Universității de pe Colina Universității, au participat atît cadre didactice din învățămîntul superior, cît și invitați care activează în unități de cercetare, proiectare și industrie, din toată țara. Ședința a fost prezidată de tov. Prof. em. dr. doc. șt. ing. Radu C. Bogdan care, după ce a salutat pe participanții la sesiune, a prezentat referatul „25 de ani de învățămînt superior tehnic în Brașov". În continuare, au luat cuvîntul reprezentanți ai organelor locale de Partid, care s-au referit la realizările obținute de slujitorii învățămîntului superior tehnic din Brașov în cei 25 de ani de activitate.

Din partea Ministerului Educației și Învățămîntului a vorbit tov. Conf. dr. ing. D.F. Lăzăroiu, director general, după care a urmat cuvîntul de salut rostit de reprezentanți de seamă ai altor institute de învățămînt superior din România, care au transmis mesaje călduroase cadrelor didactice și studenților Universității Brașov.

Invitații la această sesiune științifică, cu caracter festiv, au avut prilejul să viziteze o interesantă expoziție cu lucrări ale cadrelor didactice și studenților, organizată de asemenea pe Colina Universității. Astfel, au putut fi văzute diferite prototipuri rezultate din cercetările personalului didactic, precum și din proiectele de diplomă ale studenților, lucrări științifice mai importante efectuate de cadrele didactice și de studenții de la Universitatea Brașov. Fiind în spiritul întregii sesiuni științifice, expoziția a acoperit tot demeniul de activitate al Centrului universitar Brașov, reflectînd atît preocupările tehnice, cît și preocupările umanistice.

Cele peste 700 de comunicări prezentate la sesiunea științifică jubiliară de la Brașov au fost grupate, după tematică, în cadrul a 29 de secții de specialitate, de la Filozofie, Matematică și diferite specialități tehnice, pînă la Muzică și Biblioteconomie. În această informare se vor expune, pe scurt, cîteva dintre problemele discutate în ședințele de comunicări ale secțiilor XI și XII.

Secția XI — Electrotehnică și mașini electrice

Între lucrările prezentate în secția XI, s-au reliefat, în mod deosebit, atît prin modul de abordare a problemelor, cît și prin fluența și eleganța expunerii, două comunicări ale Prof. dr. ing. *Andrei Nicolaide*, intitulate :

„Contribuții la studiul fenomenelor tranzitorii de pornire ale mașinilor sincrone cu ajutorul sistemelor automate de prelucrare a datelor" ;

„Considerații asupra constantelor mașinilor sincrone cu poli aparenți".

Menționăm, de asemenea, un alt grup de trei lucrări prezentat de specialiști din Brașov și anume :

„Invertor de medie frecvență cu un singur tiristor" — autori : Șef. lucr. dr. ing. *E. Micu*, Ing. *D. Kleiniger* (de la I.C.R.A.L. Brașov) ;

„Invertoare cu tiristoare pentru reglarea turației motoarelor sincrone" — autor : Asist. ing. *M. Cernat* ;

„Comanda convertoarelor electrice cu tiristoare" — autori : Asist. ing. *M. Cernat* ; *M. Schuster* (de la I.C.P.A.T. Brașov).

O comunicare tratînd o lucrare practică reușită a fost prezentată de trei specialiști de la I.C.E.N.E.R.G. București, cu titlul :

„Traductori de abateri de putere activă monofazată" — autori : Ing. *V. Bălauță*, Ing. *L. Pascu*, Ing. *P. Budașcă*. De remarcat constantele de timp obținute (de ordinul ms).

Din partea Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) București au fost prezentate două comunicări :

„Calculul exact al circuitului magnetic al motoarelor asincrone" — autori : Mat. *P. Onica*, Ing. *M. Cistelecan* ;

„Influența efectului pelicular tranzitoriu asupra topirii rapide a conductoarelor parcurse de curenți intenși" — autor : Ing. D. Sămărescu.

De reținut interesul pe care l-a deșteptat în rîndul auditoriului comunicarea prezentată de Ing. *M. Cistelecan*, interes manifestat prin întrebările și discuțiile relativ la lucrare, în deosebi asupra metodicii de calcul utilizate, precum și prin aprecierile făcute de către participanții la sesiune.

Secția XII — Acționări și utilizări electrice, electronică automatică și calculatoare

Lucrările secției XII au fost conduse de Prof. dr. ing *C. Saal*, care a prezentat, în colaborare, comunicarea :

„Caracteristicile mecanice statice ale motoarelor asincrone liniare plane" — autori : Prof. dr. ing. *C. Saal*, Asist. ing. *Ov. Peșteanu*.

Menționăm, de asemenea, comunicarea Conf. dr. ing. *Gh. Marga* :

„Arbore electric cu motoare de curent continuu comandat cu amplificatoare magnetice".

Discuții vii s-au mai purtat în jurul a două lucrări expuse de Șef. lucr. dr. ing. *I. Matlac*, intitulate :

„Conectarea cu ventile semicomandate a circuitelor R.L.C. la o sursă de tensiune sinusoidală" — autori : Șef. lucr. dr. ing. *I. Matlac*, Asist. ing. *I. Székely*, Ing. *M. Neagoe* ;

„Contribuții asupra structurii convertoarelor cu ventile electrice semicomandate" — autor : Șef. lucr. dr. ing. I. Matlac.

Dintre lucrările prezentate de cadrele didactice din Centrul universitar Brașov mai menționăm comunicarea :

„Cuplul electromagnetic al unor motoare cu șocuri periodice de sarcină de formă sinusoidală" — autor : Asist. ing. *Fr. Sisak*.

Un sistem de optimizare a circuitelor feroviare pe calculator numeric a fost prezentat de Ing. *Al. Diaconu* de la I.S.C.T. București, în cadrul comunicării :

„Stabilirea curbei de sarcină la substațiile de tracțiune cu ajutorul calculatorului electronic cifric" — autori : Ing. *C. Petrescu* (de la I.P.C.F. București), Ing. *C. Lungu*, Ing. *E. Tămăduianu*, Ing. *Al. Diaconu* (de la I.S.C.T. București).

Lucrarea a generat discuții interesante, în special relativ la partea de programare.

Institutul politehnic Cluj a fost reprezentat de Șef. lucr. dr. ing. *T.D. Gligor*, care a prezentat lucrarea :

„Asupra stabilirii arcului electric din cuptoarele electrice cu arc".

Menționăm, de asemenea, participarea la lucrările secției XII, a Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) București, cu mai multe comunicări. Prima dintre ele, avînd caracter teoretic, a fost prezentată de Ing. *Mioara Alecu-Călușiță*, cu titlul :

„O generalizare a formulei Duhamel pentru calculul răspulsului sistemelor" — autori : Dr. ing. *M. Cehan-Racoviță*, Ing. *M. Alecu-Călușiță*.

Alte două comunicări, avînd ca obiect utilizarea mijloacelor moderne de calcul la rezolvarea unor regimuri tranzitorii specifice din rețelele electrice, au fost prezentate de Ing. Mimi Sasu și, respectiv, Dr. ing. *I. Adămuț*, fiind intitulate :

„Studiul pe calculator analogic a unor procese tranzitorii din rețelele electroenergetice" — autori : Ing. *M. Sasu*, Ing. *M. Checiulescu*.

„Studiul pe calculatoare analogice a regimului tranzitoriu în rețea datorat cuptoarelor electrice cu arc" — autori : Dr. ing. *I. Adămuț*, Ing. *I. Török*.

Consemnăm interesul cu care a fost primită de auditoriu, în deosebi, ultima lucrare.

Evident, lista comunicărilor prezentate în ședințele de lucru ale secțiilor XI și XII este mai bogată și numai lipsa de spațiu a împiedicat enumerarea lor integrală.

După terminarea lucrărilor, invitații au putut vizita laboratoarele catedrelor respective unde, Prof. dr. ing. *A. Nicolaide* și Prof. dr. ing. *C. Saal* au prezentat realizări practice interesante obținute de personalul didactic și de studenți în domeniul magnetohidrodinamicii și al acționărilor electrice.

În general, sesiunea științifică jubiliară a cadrelor didactice de la Brașov s-a remarcat printr-un nivel înalt al comunicărilor prezentate, o participare activă la discuții și printr-o foarte bună organizare. Această sesiune de comunicări a oferit prilejul, atît cadrelor didactice din învățămîntul superior, cît și specialiștilor din institutele de cercetări și proiectări, precum și din industrie, să cunoască stadiul în care se află diferite probleme tehnico — științifice care prezintă interes pentru țara noastră.

M.S.

A XIII-a sesiune științifică a cadrelor didactice, organizată cu ocazia împlinirii a 25 de ani de la înființarea Institutului politehnic Cluj

În intervalul 22—23 februarie 1974 a avut loc, la Cluj, sesiunea științifică organizată cu ocazia împlinirii a 25 de ani de existență a Institutului politehnic Cluj. Această sesiune a fost dedicată :

Aniversării a 30 de ani de la eliberarea patriei noastre de sub jugul fascist ;

— Congresului al XI-lea al Partidului Comunist Român ;

— Aniversării a 1850 de ani de la atestarea documentară a ridicării Clujului la rang de municipiu.

— Ședința festivă de deschidere, care s-a desfășurat la Casa de Cultură a studenților, a fost prezidată de tov. Prof. em. dr. doc. șt. ing. *Bazil Popa*, rectorul Institutului politehnic Cluj. În cuvîntul său de deschidere, Domnia sa a vorbit despre „25 de ani de existență a învățămîntului superior tehnic în centrul universitar Cluj (1948—1973)". În continuare, au luat cuvîntul reprezentanți ai organelor locale de partid, Ministerului Educației și Învățămîntului, precum și reprezentanți ai diferitelor institute de învățămînt superior din întreaga țară, care au transmis mesaje de salut Institutului politehnic Cluj.

În continuarea programului au fost prezentate două lucrări despre ;

„Începuturile și dezvoltarea învățămîntului tehnic în municipiul Cluj", de Prof. dr. ing. *Horia Colan* și *Teodor Mihăilescu* ;

„Realizări și perspective ale I.P.C. privind integrarea învățămîntului cu cercetarea și producția", de Prof. dr. ing. *Vasile Ilie*, prorectorul Institutului politehnic Cluj.

Ședința festivă s-a încheiat cu vizitarea expoziției „Institutul politehnic Cluj în slujba producției", organizată la Casa de Cultură a studenților și vizitarea Atelierului de practică productivă, organizat într-una din clădirile Institutului politehnic.

Lucrările sesiunii s-au desfășurat în cadrul a 23 de secții totalizînd aproape 700 de comunicări științifice. În afara cadrelor didactice din Învățămîntul superior, au participat numeroși invitați din institute de cercetări, din proiectare și din industrie. În cele ce urmează, se prezintă succint anumite probleme discutate în cadrul secțiilor 15 și 16.

Secția 15 — Electrotehnică și măsurători electrice

Comunicările prezentate în secția 15 au fost foarte diversificate ca tematică, predominînd în general cele axate pe aspecte de măsurători electrice. În acest sens, trebuie menționate în primul rînd două lucrări realizate sub conducerea Conf. dr. ing. *Nicolae Patachi* și anume :

„Considerații privind evaluarea unor erori specifice instrumentelor feromagnetice" — autori : *N. Patachi, N. Dragomir, St. Crișan* (de la Uzina Tehnofrig Cluj) ;

„Asupra unui mod de reprezentare spațială a comportării unor circuite rezonante aperiodice la variația parametrilor" — autori : *N. Patachi, P. Oana, R. Munteanu.*

O lucrare de asemenea interesantă și cu un pronunțat caracter de originalitate, a fost prezentată de Conf. dr. ing. *Emil Simion*, lucrare intitulată :

„Unele aspecte privind variația puterii reactive în circuite electrice" — autori : *E. Simion, A. Simion.* (de la Institutul politehnic Iași).

Dintre comunicările prezentate de același autor (singur, sau în colaborare), mai menționăm două lucrări referitoare la circuite ferorezonante :

„Asupra unui nou procedeu de evidențiere a fenomenelor de salt în circuite ferorezonante" autor : *E. Simion* ;

„Considerații privind un nou tip de releu de protecție ferorezonant" — autori : *E. Simion, R. Munteanu, P. Oana.*

O altă comunicare, tratînd o realizare practică cu aplicabilitate directă în laboratoarele uzinale, a fost expusă de Ing. St. Crișan, cercetător la Uzina Tehnofrig Cluj, fiind intitulată :

„Termometru cu termistor cu scală liniară" — autori : *N. Dragomir, St. Crișan, N. Patachi.*

În sfîrșit, dintre lucrările prezentate în ședințele de lucru ale secției 15 și care s-au bucurat de aprecieri deosebite din partea invitaților din industrie, prezenți la sesiune, menționăm trei comunicări avînd ca temă comună — arcul electric. Primele două lucrări aparțin Dr. ing. *T.D. Gligor*, șef de lucrări la I.P.C. și se referă la arcul electric în cuptoare :

„Contribuții la aproximarea caracteristicii dinamice a arcului din cuptoarele cu arc" — autor : *T.D. Gligor* ;

„Modelarea pe calculator a cuptoarelor cu arc prevăzute cu condensatoare derivație" — autor : *T.D. Gligor.*

A treia comunicare, avînd ca subiect arcul electric de deconectare, a fost prezentată de Ing. *Mimi Sasu* de la Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.) București, fiind intitulată :

„Studiul pe calculatoare electronice a comportării arcului electric în condiții de ardere stabilă" — autor : *M. Sasu.*

În general, comunicările prezentate în cadrul secției 15 s-au caracterizat printr-un nivel științific ridicat și au suscitat interesul invitaților, atît din învățămîntul superior, cît și din industrie, interes manifestat printr-o participare activă la discuții și prin propuneri de difuzare a unora dintre lucrările prezentate, specialiștilor care lucrează nemijlocit în producție.

Secția 16 — Mașini și acționări electrice

Primele comunicări prezentate în cadrul secției 16 au cuprins o lucrare efectuată sub conducerea Conf. ing. *Alexandru Crișan*, intitulată :

„Contribuții la proiectarea unui motor asincron trifazat de frecvență ridicată" — autori : *Al. Crișan, K. Biro, A. Viorel, V. Iancu*, urmată de un grup de patru lucrări care se referă, în esență, la motorul pas cu pas și utilizarea lui la mașini unelte :

„Simularea numerică a funcționării motorului pas cu pas reactiv" — autori : *M. Crivii, V. Trifa* ;

„Simularea numerică a schemelor de comutație cu tiristoare pentru alimentarea motoarelor pas cu pas" — autori: *M. Crivii, V. Trifa, Suzana Bologa, E. Verestoy* (ultimii doi fiind studenți anul V Fac. electrotehnică);

„Masă de poziționare în două coordonate cu comandă numerică, acționată cu motoare pas cu pas" — autori: *M. Crivii, V. Trifa, A. Székely, R. Lazăr* (student anul V Fac. electrotehnică);

„Dispozitiv de alimentare secvențial pentru motoare pas cu pas cu patru înfășurări de comandă" — autori: *V. Trifa, V. Maier.*

Aceste comunicări au fost interesante atît prin partea de metodică, cît și prin preciziile obținute în cazul realizărilor practice. De asemenea, trebuie remarcată participarea activă a studenților din ultimul an, alături de cadrele didactice de la I.P.C., la realizarea lucrărilor de cercetare care au stat la baza acestor comunicări.

În cadrul dezbaterilor axate pe tema mașinilor asincrone, menționăm un grup de trei comunicări, prima aparținînd Dr. ing. E. Micu, șef de lucrări la Universitatea din Brașov:

„Analiza armonică a curentului motorului asincron alimentat prin invertor" — autor: *E. Micu.*

Celelalte două lucrări au fost prezentate de către un invitat de la Institutul politehnic Iași, fiind intitulate:

„Mașină asincronă cu dublă alimentare cu comportare asincronă și domeniu extins de reglare a vitezei" — autor: *M. Oprișor*;

„Frînarea dinamică a motorului Boucherot cu dublu stator" — autor: *M. Oprișor.*

Așa cum a rezultat din expunerile făcute, autorul a obținut o bună coincidență a calculelor cu încercările experimentale asupra caracteristicilor mecanice.

O altă lucrare care a generat întrebări și discuții interesante este cea prezentată de Ing. *C. Ivan* de la I.C.P.E. — București:

„Contribuții la studiul aerodinamic al motoarelor electrice cu răcire exterioară" — autor: *C. Ivan.*

Menționăm, de asemenea, participarea deosebit de activă, la sesiunea de comunicări științifice a Institutului politehnic Cluj, pe care a avut-o un invitat de la Institutul politehnic Iași, Ing. A. Simoin, care a prezentat singur și în colaborare, mai multe lucrări în domeniul mașinilor electrice, participînd atît la lucrările secției 15, cît și la lucrările secției 16.

★

Din lipsă de spațiu, în această prezentare nu s-au putut trece în revistă toate lucrările expuse în cadrul secțiilor 15 și 16 în cele două zile ale sesiunii științifice a Institutului politehnic Cluj. Impresia generală pe care au degajat-o însă comunicările prezentate, ca și discuțiile vii purtate pe marginea lor, a fost aceea a unei seriozități deosebite în modul de abordare și de tratare a problemelor atît de către gazde, cît și de către invitații la sesiune. În particular, pentru cadrele didactice de la I.P.C., această sesiune științifică jubiliară a constituit un bilanț rodnic al celor mai noi realizări obținute în domeniile lor de activitate.

M.S.

Zilele tehnicii finlandeze Fintech'74

În perioada 4—8 martie 1974 Asociația finlandeză pentru comerț exterior, împreună cu Societatea comercială finlandeză — română au organizat la București o serie de manifestări cu caracter tehnic și științific sub denumirea de „Zilele tehnicii finlandeze FINTECH'74". Cu acest prilej au avut loc o serie de conferințe tehnice, urmate de discuții și dezbateri asupra subiectelor abordate, de un rodnic schimb de opinii între specialiștii români și cei finlandezi, care au contribuit la dezvoltarea relațiilor pe cale tehnică între cele două țări.

În comerțul ce se desfășoară între cele două țări produsele industriei constructoare de mașini constituie o poziție centrală. Procentul cel mai mare în schimbul respectiv îl ocupă mașinile-unelte pentru prelucrarea lemnului. În prezent industria finlandeză pregătește pentru a exporta în țara noastră, utilajele necesare pentru fabrica de vîscoză-celuloză de la Brăila, precum și cele pentru depozitul de furfurol care se construiește pentru această fabrică.

În cadrul preocupărilor finlandeze de a lărgi gama de sortimente pentru export, un interes deosebit se acordă noilor construcții moderne de alimentare cu material pentru mașinile de hîrtie și mucava. Detalii interesante s-au înregistrat și la diferite mașini de post-tratare, precum și la mașinile pentru industria grafică din producția nouă.

Domeniul electronicii dezvoltă, în prezent, numeroase sisteme de comandă combinate cu calculatoare, pentru procesul de prelucrare a lemnului. Dintre acestea mai importante sînt sistemele de comandă pentru fierberea discontinuă a celulozei-sulfat (așa-zisul sistem Autocook), precum și un sistem pentru măsurarea profilurilor de hîrtie (așa-zisul sistem Autosweep). De asemenea, în perspectivele de export ale industriei finlandeze se înscriu instalații de semnalizare, sisteme noi de transmitere a datelor, sisteme de telesemnalizare, precum și o fabrică completă pentru instalații de semnalizare.

Cu ocazia desfășurării zilelor tehnice finlandeze FINTECH' 74 a avut loc la hotelul„ Intercontinental" un simpozion în cadrul căruia s-au ținut o serie de conferințe pe ramuri ale tehnicii. Dintre acestea, la domeniile electronicii și electrotehnicii s-au referit următoarele: „Aplicații industriale ale electrotehnicii", „Aplicarea electrotehnicii în diagnosticarea medicală, „Soluții constructive pentru linia de aparate electrice de măsură și control", „Folosirea condensatoarelor și reactoarelor în sistemele de distribuție electrice", „Sistemul RAP, un calculator electronic cu informații distribuite", „Sisteme de radiolocații ale întreprinderii NOKIA Electronics", „Folosirea minicalculatorului MIKKO în întreprinderi producătoare și de prestare de servicii".

Conținutul interesant al lucrărilor expuse, precum și noutatea tehnologiilor prezentate au făcut cunoscut nivelul tehnicii finlandeze, contribuind prin schimbul de opinii, la dezvoltarea colaborării între cele două țări.

G.A.

RECENZII

CZ 621.335.5.

D. B. Orakaliev ş.a.: **Electrocare** (Traducere selectivă după ediţiile I şi II în limba bulgară). Bucureşti, Editura tehnică, 1973, 156p.

Unul dintre marii furnizori şi exportatori de electrocare şi maşini de ridicat şi transportat fără şine este industria bulgară. În zilele noastre este greu de conceput ca din gospodărirea depozitelor şi efectuarea transporturilor interuzinale să lipsească aceste mijloace. În industria noastră se folosesc tot mai des electrocarele şi maşinile de ridicat şi transportat de producţie bulgară, şi de aceea Editura tehnică a publicat, în traducere, cartea autorilor bulgari, menţionaţi mai sus.

Cartea se adresează muncitorilor şi tehnicienilor care se ocupă cu exploatarea şi întreţinerea parcului de electrocare, cuprinzînd patru capitole.

În prima parte „Introducere" se dau cîteva elemente din istoricul fabricaţiei de electrocare, arătîndu-se că primul producător a fost industria din S.U.A., în Bulgaria fabricîndu-se abia în anul 1956. De asemenea, se prezintă o clasificare a electrocarelor în funcţie de destinaţie, de operaţiile de încărcare — descărcare, pe care le execută, de modul de conducere în timpul deplasării, de felul organelor de lucru etc., clasificare ce nu epuizează însă posibilitatea apariţiei unor noi electrocare specializate.

Capitolul 2 — Construcţia generală — prezintă construcţia şi caracteristicile tehnice ale electrocarelor de diferite tipuri şi variante, pentru tracţiune, pentru transport şi cu dispozitive de ridicat, precum şi problemele specifice privind exploatarea şi întreţinerea acestora. În mod detaliat sînt daţi parametrii tehnici ai agregatelor şi sistemelor care formează elementele de bază ale electrocarului. Sînt analizate tendinţele de perfecţionare şi perspectivele de dezvoltare în construcţia electrocarelor.

De asemenea, sînt descrise punţile motoare, sistemele hidraulice, instalaţia de comandă, sistemele de suspensie şi de frînare şi aparatajul de tracţiune. Apoi, autorii se ocupă de partea electrică a electrocarelor, de sistemele de iluminat şi semnalizare. Un loc important îl ocupă descrierea bateriilor de acumulatoare pentru tracţiune, pe tipuri şi construcţii, dîndu-se, în cîteva tabele, atît caracteristicile acumulatoarelor fabricate în R.P. Bulgaria, cît şi cele ale acumulatoarelor de fabricaţie românească folosite în tracţiunea electrocarelor. În continuare se precizează că o serie de calităţi ale electrocarelor, cum sînt circulaţia lină şi silenţioasă, conducerea lor cu uşurinţă, manevrabilitatea mare, productivitatea ridicată, cheltuieli de exploatare mici, comoditate în încărcare şi descărcare, precum şi faptul că nu emană gaze nocive, se datorează folosirii motoarelor electrice pentru propulsia lor

Se disting, între acestea, motoare de tracţiune care servesc la deplasarea electrocarului şi motoare auxiliare, care se folosesc pentru acţionarea pompelor, instalaţiilor hidraulice şi pentru servocomenzile electrice. Un subcapitol cuprinde schemele electrice ale circuitelor de forţă, de comandă, de semnalizare şi de iluminat.

În capitolele 3 şi 4 sînt analizate principalele reguli de recepţionare, întreţinere şi exploatare a electrocarelor, regulile de conducere şi termenele de servire tehnică şi de reglare. Defecţiunile curent întîlnite, care se produc în timpul funcţionării agregatelor şi sistemelor componente ale electrocarelor sînt prezentate sistematizat, arătîndu-se cauzele care le provoacă şi metodele de înlăturare a lor.

Sînt date reguli de circulaţie cu electrocarele, norme de protecţia muncii şi de pază contra incendiilor, precum şi recomandări privind organizarea atelierului de întreţinere a parcului de electrocare.

G.A.

Winfried Heep. **Tehnica comenzii electronice** (Elektronische Steuerungstechnik). Elitera — Verlag, Berlin, 1974, 212 pag.

Pornită timid, în urmă cu şapte decenii, o dată cu apariţia primelor tuburi electronice, ştiinţa care domină cu autoritate secolul nostru a cunoscut, în ultimii ani, o evoluţie explozivă. Electronica a pătruns în toate domeniile de activitate. În special, a influenţat considerabil, în concepţie şi în execuţie, tehnica folosită în materie de comenzi. Elementele de construcţie integrate permit, astăzi, o tehnică de montaj care, înainte cu cîţiva ani, era de neconceput. În momentul de faţă, este înţeleasă şi acceptată de toată lumea, folosirea calculatoarelor digitale pentru comanda proceselor tehnice — a proceselor ale căror caracteristici pot fi măsurate, orientate şi reglate cu utilaj tehnic. Acest gen de comandă reclamă însă unităţi funcţionale speciale, care leagă procesul de fabricaţie şi calculatorul folosit.

Pentru accesul la această tehnică, se expun în lucrarea pe care o prezentăm aici, cunoştinţele şi realizările actuale care stau la baza tehnicii informaţiilor, a calculatoarelor digitale şi a amplificatoarelor. Se oferă descrierea elementelor de construcţie funcţionale şi a folosirii lor pentru comenzi.

În primul capitol, autorul precizează sensul acordat noţiunilor de bază : comandă şi reglaj cu modalităţile de înfăptuire respective, optimizare, orientarea proceselor etc. Urmează un amplu capitol consacrat bazelor fizice ale tehnicii comenzilor. Sînt arătate tipurile de semnale folosite curent: analoge, digitale (numerice) şi cazurile de conversiune respective : analog-analog, analog-digital, digital-analog, digital-digital. Este prezentată şi analizată apoi, problema transmiterii semnalelor, rezolvată, după caz, în funcţie de specificul şi amplitudinea acestora, astfel încît conţinutul lor informaţional să nu fie alterat. Pentru transmisii, este de mare importanţă alegerea unei forme convenabile a semnalului, insensibilă, în măsură cît mai mare, la denaturări externe provocate de amortizări şi distorsiuni.

Sînt analizate, în continuare, o serie de probleme esenţiale : codificarea ; modalităţi de montaj ; piesele şi celulele componente ale sistemelor de comandă cu calculatoare digitale ; alegerea circuitelor de comandă (elemente de conectare, dispozitive de memorizare etc.), în funcţie de caracteristicile principale ale acestor circuite ; amplificatoare pentru operaţii de calcul în cazul semnalelor digitale.

În capitolul următor, al treilea, autorul adînceşte prezentarea şi analiza elementelor componente de bază, folosite de tehnica actuală a comenzilor : aparate de măsurat furnizînd date asupra proceselor urmărite (indicatoare potenţiometrice, capacitive, inductive, pentru temperaturi, pentru turaţii, pH etc.) ; emiţătoare de semnale (binare, comandate de desfăşurarea proceselor) ; dispozitive indicatoare digitale ; elemente funcţionale digitale şi analoge ; dispozitive de conversiune etc.

Se acordă o atenţie vădită, într-un capitol special, calculatoarelor digitale cu programare liberă, simţitor mai complicate, deci mai scumpe, însă indispensabile ori de cîte ori procesul tehnologic nu îngăduie folosirea calculatoarelor digitale fixate pentru un program stabilit şi încercat. Decizia, pentru unul sau altul dintre cele două moduri de a comanda un proces, trebuie luată, desigur, în funcţie de condiţiile concrete ale fiecărui caz.

De mare utilitate practică, pentru munca de realizare a instalaţiilor de comandă, este materialul oferit de autor, în ultimul capitol al lucrării, intitulat „Tehnica sistemelor", în care este tratată construcţia unităţilor funcţionale, a aparatelor şi a dispozitivelor mai complexe.

Construcţia mecanică, cea electrică şi amenajarea funcţională a subansamblurilor de construcţie menţionate sînt prezentate amănunţit. Se arată, de asemenea, importanţa

pe care trebuie s-o acorde proiectantul și constructorul, protecției împotriva influențelor perturbatoare. Sînt analizate sensibilitatea elementelor de construcție la distorsiuni, sursele de distorsiuni și măsurile de protecție adoptate curent : un cablaj rațional, îngrijit, puneri la pămînt suficiente și eficiente, blindaje etc.

*

Lucrarea a apărut în colecția AEG—Telefunken — Handbucher (nr—18), în condiții grafice superioare. Un mare număr de scheme (200) ușurează urmărirea și înțelegerea bogatului material pe care îl oferă. Pentru completarea documentației, autorul a adăugat o cuprinzătoare bibliografie : o sută de lucrări recente, cu teme privitoare la problemele prezentate și analizate în cele cinci părți ale lucrării sale.

Ing. *I. C. Florea*

CZ 621.316.573.027.5

E.I. Bîkov, A.M. Koluzaev — Întreruptoare cu suflaj magnetic tip VEM — 6 și VEM — 10 (Elektromagnitnie vîkliuciateli VEM — 6 i VEM — 10). Moscova, Editura Energhia, 1973.

Cartea cu titlul de mai sus reprezintă un îndrumar prețios pentru cei care montează, exploatează și repară întreruptoarele cu suflaj magnetic din instalațiile electrice industriale și din rețelele de distribuție urbană. Pe lîngă acestea, în cele 13 capitole ale sale lucrarea conține elemente constructive și funcționale utile chiar pentru constructorii aparatajului de comutație și a celulelor prefabricate.

Primul capitol al cărții analizează aspectele particulare ale fenomenului de stingere a arcului electric cu un întreruptor cu suflaj magnetic, față de alte tipuri de întreruptoare, ca de exemplu : lungimea și viteza de deplasare a arcului mai mare, absența efectului cavitațional și a șocului hidraulic, supratensiuni mai mici la stingerea curenților mici inductivi etc., față de întreruptoarele cu ulei.

În cel de al doilea capitol se dă caracterizarea în paralel a întreruptorului cu suflaj magnetic și a celui cu ulei puțin privită de pe poziția utilizatorului (beneficiarului) de echipament, din care rezultă avantaje considerabile în favoarea primului tip de întreruptor menționat, ca de exemplu : absența pericolului de incendiu, higiena muncii de montaj și de întreținere, accesibilitatea pieselor, ușurința reviziilor (interschimbabilitatea contactelor fără demontarea întreruptorului) etc.

Cel de al treilea capitol cuprinde caracteristicile tehnice principale a șase tipuri de întreruptoare și dispozitive de acționare fabricate de industria electrotehnică din URSS (VEM—10 K, VEM—6, VEM—6 KT1, VEM—6 KT2, VEM—10 Pl și VEM—10 KY) destinate să funcționeze în instalații de interior sau în celule prefabricate în condiții aspre ale mediului ambiant (de la — 25°C pînă la 55°C, umiditatea relativă a aerului la 35°C fiind de 95%). Întreruptoarele sînt acționate cu dispozitive electromagnetice sau cu dispozitive de resort. Varianta cu litera T este destinată să funcționeze în condiții de climă tropicală (TH).

Capitolul al 4-lea al cărții conține descrierea construcției întreruptoarelor cu suflaj magnetic. În capitolul al 5-lea se analizează fenomenul de stingere a arcului electric din camera de stingere a întreruptorului. În capitolul al 6-lea se descrie construcția camerelor de stingere cu suflaj magnetic și condițiile tehnice principale impuse exploatării acestor tipuri de camere. Capitolul al 7-lea al cărții conține unele rezultate obținute la experimentarea acestor tipuri de întreruptoare la care s-a investigat în primul rînd uzura pieselor din camera de stingere și capacitatea de comutație a întreruptorului. În capitolul al 8-lea se dau informații de detaliu privind contactele principale ale întreruptorului (construcția, materialele, întreținerea etc). În cel de al 9-lea capitol se descriu dispozitivele manuale, electromagnetice (solenoidale) și cu resort ale întreruptoarelor cu suflaj magnetic și mecanismele de acționare a contactelor principale. Tot în acest capitol se dau indicații utile privind caracteristicile cinematice ce trebuie respectate pentru buna funcționare a întreruptorului. Cel de al 10-lea capitol se ocupă de căile practice de îmbunătățire a fiabilității întreruptoarelor cu suflaj magnetic, aflate în exploatare prin îmbunătățirea caracteristicilor cinematice, prin înlocuirea materialelor, prin modernizarea schemelor electrice etc. În capitolul al 11-lea se analizează izolația întreruptoarelor cu suflaj magnetic și metoda de încercare, de revizie, în condițiile exploatării. Capitolul al 12-lea dă indicații pentru amplasarea și montarea cea mai rațională a întreruptorului în celulele prefabricate, sau în alte tipuri de celule zidite, sau metalice. Ultimul capitol (capitolul 13) conține indicații utile pentru punerea în funcțiune, profilactica și repararea întreruptoarelor cu suflaj magnetic.

Cartea se încheie cu un model de proces verbal, care trebuie să ateste starea corespunzătoare a întreruptorului și a dispozitivului de acționare, încheiat în urma unei revizii de exploatare.

Problemele dezbătute interesează deopotrivă pe constructorii de echipamente electrice de medie tensiune și pe utilizatorii acestor echipamente din R.S.R., unde există perspectiva imediată de utilizare, la celulele pentru motoare electrice, precum și în stațiile de medie tensiune subterane.

Dr. Ing. *B. Mathé*
Ing. *Gh. Gavrilă*
Ing. *E. Mihalcea*

CONTENTS

DC 621.313.333.018.33.004

Antoniu, I. S., Moraru, A., Ocnaşu, I. and *Zissu, S.*: **Operation of asynchronous squirrel cage motors, under voltage distortion conditions.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 157–161

The authors describe the operation of a three-phase asynchronous motor supplied with non-sinusoidal voltages. The study was carried out with an idealized model of the machine, watching its behaviour as a second category distorting apparatus and analyzing its influence on the electro-energetic system. The authors draw conclusions on the machine current spectrum, as a function of the supplied voltage spectrum, on the power factor of the machine — under voltage distortion conditions — in motors of different powers. The study proves that asynchronous motors considerably aggravate non-sinusoidal conditions, the current distortions being higher in high power motors.

DC 621.333.2.042.12

Nicolescu, E.: **Heating up of the feedback rail of subway traction motors with reciprocating movement.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 162–166

The author deals with the problem of feedback rail heating in subways equipped with motors with reciprocating movement, studying the dissipation of energy in the rail, brought about by starting acceleration.

DC 621.3.017.31/32 : 621.318.122

Gavrilă, H.: **A method of separating eddy-current losses in ferromagnetic sheets.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 166–168

Starting from an adequate model of the domain structure of a ferromagnetic sheet with uniaxial magnetic anisotropy and using the solution to the field problem, achieved in a previous work, the author devises a method of separating the different categories of eddycurrent losses. The separation proposed permits also to point out the rectifications that the conventional theory results should undergo.

DC 621.315.616.96 : 53.082

Şontea, I. and *Băltănoiu, M.*: **Use of ultrasound in controlling the quality of epoxy resin insulations.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 169–173

The paper presents the results of ultrasound use in appreciating the quality of epoxy resin insulations.

DC 621.316.923.1.001.25

Lupaş, C.: **Calculation of temporary heating of high speed fuses. The thermal marginal current depends on the form and frequency of current.**

Electrotehnica **22** no. 5–6 1974, p. 173–179

The author presents a method of calculating the dimensions of high speed fuses used for the protection of rectifiers equipped with semi-conductors.

DC 621.317.311.088.2

Stoica, A.: **Correction systems applied to direct current measurement installations, based on ampere—turns compensation.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 180–185

Using the plane and phase paths method, the author sets up the conditions under which takes place the «detachment» of the measuring installation (analyzed as an automatic follow-up system) from the d.c. input signal, defining «static and dynamic commutation» conditions for measurement installations.

Industrial achievements 186–187

Scientific and technical events 188–192

SOMMAIRE

CD 621.313.333.018.33.004

Antoniu, I. S., Moraru, A., Ocnaşu, I. et *Zissu, S.*: **Le fonctionnement du moteur asynchrone à roteur en cage, en régime déformant de tension.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 157–161

On présente le fonctionnement du moteur asynchrone triphasé alimenté avec des tensions non-sinusoïdales. L'étude s'effectue en considérant le modèle idéalisé de la machine, en examinant son comportement comme appareil déformant de la II-ème catégorie et en analysant l'influence de ce moteur dans le système électroénergétique. On tire des conclusions concernant le spectre du courant absorbé par le moteur, en rapport avec le spectre de la tension appliquée, le facteur de puissance du moteur, en régime déformant, pour des moteurs de différentes puissances. On constate que le moteur asynchrone nuit beaucoup au régime non-sinusoïdal, les distorsions du courant étant plus grandes aux moteurs de puissances plus élevées.

CD 621.333.02.042.12

Nicolescu, E.: **Le chauffage du rail de réaction du moteur asynchrone linéaire de traction.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 162–166

On traite le problème du chauffage du rail, du métro équipé de moteurs linéaires, basé sur l'énergie répandue dans le rail lors de l'accélération de démarage.

CD 621.3.017.31/32 : 621.318.122

Gavrilă, H.: **Considérations concernant la séparation des pertes par courants turbillonaires dans la tôle ferromagnétique.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 166–168

Prenant comme point de départ un modèle adéquat de la structure de domaines d'une tôle ferromagnétique à anisotropie magnétique uniaxiale et en utilisant la solution du problème du champ, obtenue dans un ouvrage antérieur, on propose une modalité de séparation des différentes catégories de pertes par courants tourbillonaires. La séparation indiquée permet aussi de mettre en évidence les corrections que l'on doit faire au résultat de la théorie classique.

CD 621.315.616.96 : 53.082

Şontea, S. et *Băltănoiu, M.*: **L'utilisation des ultra-sons pour le contrôle des isolations moulées à partir des résines époxidiques.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 169–173

On présente les recherches effectuées dans le domaine de l'utilisation des ultra-sons pour apprécier la qualité des isolations moulées à partir des résines époxidiques.

CD 621.316.923.1.001.25

Lupaş, O.: **Le calcul du chauffage transitoire des coupe-circuits fusibles ultrarapides. La dépendance du courant limite thermique de la forme et de la fréquence du courant.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 173–179

On présente une méthode de calcul pour l'établissement des dimensions des coupe-circuits ultrarapides utilisés pour la protection des redresseurs à semi-conducteurs.

CD 621.317.311.088.22

Stoica, A.: **Systèmes de correction du fonctionnement des installations de mesurage du courant continu, par compensation automatique des ampèrespires.**

Electrotehnica **22**, no. 5–6 1974, p. 180–185

En utilisant la méthode du plan et des trajectoires de phase, on a établi les conditions dans lesquelles a lieu le „décrochage" de l'installation de mesurage (analysée comme un système automatique d'observation) du signal de courant continu de l'entrée et on a défini des régimes de „commutation statique" et de „commutation dynamique" pour l'installation de mesurage.

REALISATION DE L'INDUSTRIE 186–187

MANIFESTATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES. 188–192

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.333.018.33.004

Антониу, И. С., Морару, А., Окнашу, И. и *Зиссу, С.:* **Работа асинхронного двигателя с клеточным якорем в искаженном режиме напряжения.**

Electrotehnica **22**, №. 5–6 1974, стр. 157–161

Описывается работа асинхронного трёхфазного двигателя, питаемого несинусоидальным напряжением. Исследование проводится, считая идеальной модель машины и наблюдая за её поведением как за искажающим аппаратом, второй категории, и анализируется её влияние в электроэнергетической системе. Выводятся заключения относительно спектра тока, поглащенного двигателем в зависимости от спектра подаваемого напряжения, коэффициента мощности двигателя, в деформированном режиме, для двигателей различной мощности. Показано, что асинхронный двигатель значительно усложняет несинусоидальный режим, причем искажение тока больше на двигателях более высокой мощности.

ДК 621.333.2.042.12

Николеску, Е.: **Нагрев реактивной шины линейного асингроного тягового двигателя.**

Electrotehnica **22**, № 5–6 1974, стр. 162–166

Рассматривается вопрос нагрева шины, в метро, оснащенном линейными двигателями, на базе энергии, рассеянной в шине при начальном ускорении.

ДК 621.3.017.31/32 : 621.318.122

Гаврилэ, Г.: **О разделении потерь на утечку вихревых токов в ферромагнитной листовой стали.**

Electrotehnica **22**, № 5–6 1974, стр. 166–168

Исходя из модели, соответствующей структуре области ферромагнитной листовой стали с одноосной магнитной анизотропией и применяя решение проблемы поля, полученное в предыдушей работе, предлагается способ разделения различных категорий потерь на утечку вихревых токов. Упомянутое разделение позволяет внести коррекцию в результат классической теории.

ДК 621.315.616.96 : 53.082

Шонтя, С. и *Бэлтэною, М.:* **Применение ультразвуков при контроле качества литых изоляций из эпоксидных смол.**

Electrotehnica **22**, № 5–6 1974, стр. 169–173

Описаны исследования, проведенные в области применения ультразвуков для оценки качества линейных изоляций из эпоксидных смол.

ДК 621.316.923.1.001.25

Лупаш, О.: **Расчет нагрева ультраскоростных плавких предохранителей. Зависимость предельного термического тока от формы и частоты тока.**

Electrotehnica **22**, № 5–6 1974, стр. 173–179

Приведен метод вычисления размеров ультраскоростных предохранителей, применяемых для защиты получроводящих преобразователей.

ДК 621.317.311.088.22

Стойка, А.: **Системы коррекции работы установок для измерения постоянного тока путем автоматической компенсации ампер-витков.**

Electrotehnica **22**, № 5–6 1974, стр. 180–185

Применяя метод плоскости и фазовой траектории, установлены условия, в которых происходит ,,разъединение'' измерительной установки (рассматриваемой как система автоматического наблюдения) от сигнала постоянного тока у входа и уточнены режимы ,,статической коммутации (''и ,,динамической коммутации'' для измерительной установки.

ДОСТИЖЕНИЯ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ 186–187

НАУЧНЫЕ И ТХЕНИЧЕСКИЕ НОВОСТИ 188–192

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.313.333.018.33.004

Antoniu, I. S., Moraru, A., Ocnaşu, I. und *Zissu, S.*: **Betribe des Asynchronmotors mit Käfiganker in Spannungsverzerrungszustand.**

Electrotehnica **22**, Nr. 5–6 1974, S. 157–161

Der Betrieb des mit unsinusoidalen Spannungen gespeisten Dreiphasenasynchronmotors wird dargelegt. Das Studium wird unter Inbetrachtnahme des Idealmodells der Maschine und durch Verfolgung ihres Verhaltens als Verzerrungsapparat II-ter Art sowie durch Untersuchung ihres Einflusses ins elektroenergetischen Systems durchgeführt. Es werden Schlussfolgerungen über das Spektrum des vom Motor aufgenommener Strom in Abhängigkeit vom Spektrum der angelegten Spannung, über den Leistungsfaktor des Motors in Verzerrungszustand für Motoren mit verschiedene Leistungen gezogen. Es wird gezeigt dass der Asynchronmotor verschlechtert sehr den unsinusoidalen Zustand, da die Stromverzerrungen bei Grossleistungsmotoren noch stärker ausfallen.

DK 621.333.2.042.12

Nicolescu, E.: **Erwärmung der Reaktionsschiene des linearen Asynchronmotors.**

Electrotehnica **22**, Nr. 5–6 1974, S. 162–166

Die Frage der Schienenerwärmung bei der mit Linearmotoren ausgerüsteter Untergrundbahn auf Grund der in der Schiene gestreuten Energie bei der Anfahrbeschleunigung wird behandelt.

DK 621.3.017.31/32 : 621.318.122

Gavrilă, H.: **Über eine Trennung der durch Wirbelströme hervorgerufenen Verluste ins ferromagnetisches Blech.**

Electrotehnica **22**, Nr. 5–6 1974, S. 166–168

Ausgehend von ein entsprechendes Modell der Bereichstruktur eines ferromagnetischen Bleches mit magnetische einachsige Anisotropie und durch Anwendung der in einer vorherige Arbeit erzielte Lösung der Feldfrage wird eine Trennungsmöglichkeit der verschiedenen Verlustarten durch Wirbelströme vorgeschlagen. Die angezeigte Trennung gestattet auch die Hervorhebung der dem Ergebnis der klassischen Theorie anzuwendeten Korrekturen.

DK 621.315.616.96 : 53.082

Şontea, S. und *Băltănoiu, M.*: **Anwendung der Ultraschalls bei der Gütekontrolle der aus Epoxyharze gegossenen Isolationen.**

Electrotehnica **22**, Nr. 5–6 1974, S. 169–173

Es werden die auf dem Gebiet der Anwendung des Ultraschalls für die Auswertung der Güte der aus Epoxyharze gegossenen Isolationen unternommenen Unterschungen dargelegt.

DK 621.316.923.1.001.25

Lupaş, O.: **Berechnung der Übergangserwärmung der ultraschnellen Schmelzsicherungen. Abhängigkeit des thermischen Grenzstromes von der Form und Frequenz des Stromes.**

Electrotehnica **22**, Nr. 5–6 1974, S. 173–179

Es wird eine Berechnungsmethode für die Bemessung der beim Schutz der Halbleitergleichrichter verwendeten ultraschnellen Schmelzsicherungen vorgelegt.

DK 621.317.311.088.22

Stoica, A.: **Korrektionssysteme des Betriebes der Gleichstrommesseinrichtungen durch automatische Kompresierung der Amperewindungen.**

Electrotehnica **22**, Nr. 5–6 1974, S. 180–185

Durch Anwendung der Methode der Phasenebene und Phasenbahnen wurden die Bedingungen festgestellt unter welchen die ,,Ablösung'' der Messeinrichtung (als automatisches Nachlaufsystem untersucht) vom Eingangsgleichstromsignal stattfindet und es wurden ,,statische'' und ,,dynamische' Umschaltbetriebszustände bestimmt.

Verwirklichungen aus der Industrie 186–187

Wissenschaftliche und technische Ereignisse 188–192

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

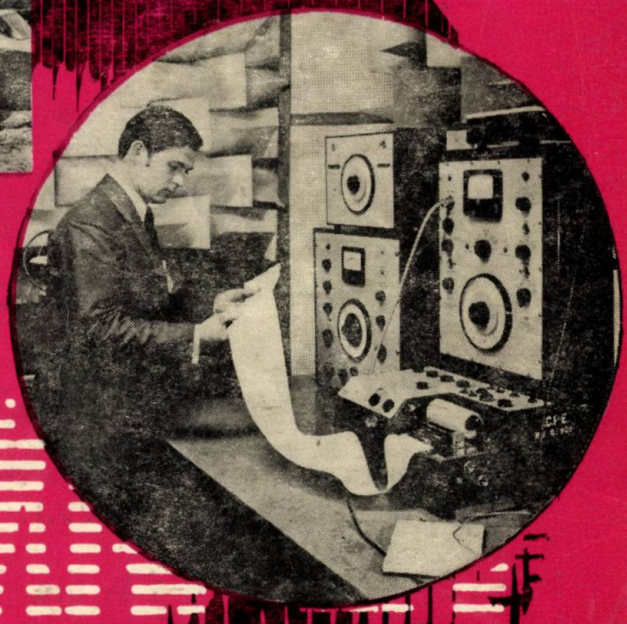
Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

Is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

Institut decorat
cu ordinul muncii clasa I



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

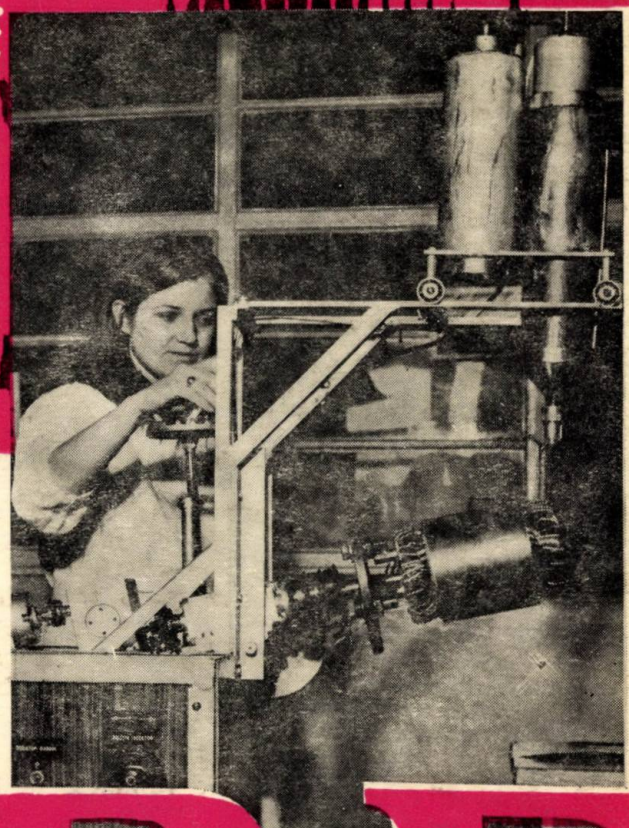
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 22 ● Nr. 7—8 ● IULIE-AUGUST 1974

7-8

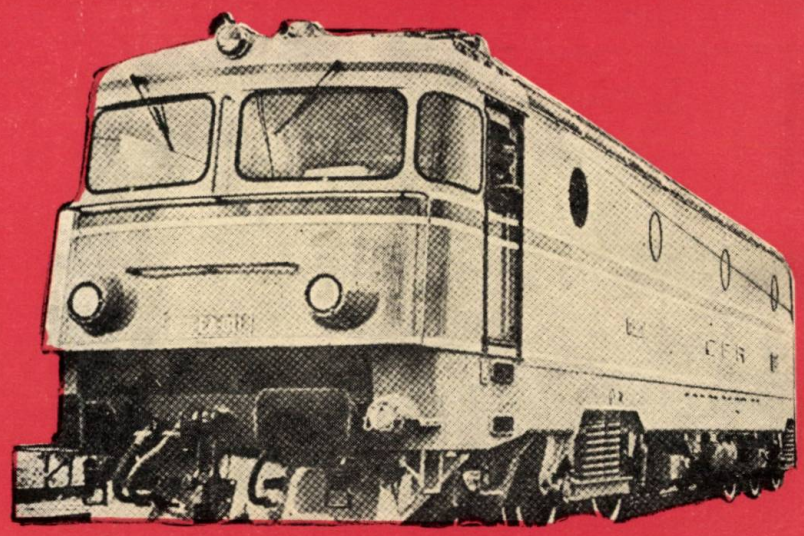
CENTRALA INDUSTRIALĂ DE MAȘINI ȘI APARATAJE ELECTRICE - CRAIOVA

ELECTROPUTERE

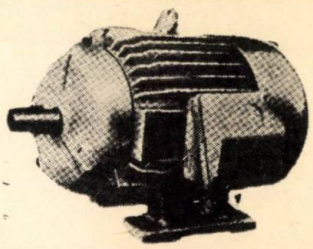
1949-1974

CALEA BUCUREȘTI 244 tel. 20060

Fabrică :
Locomotive Diesel — electrice și electrice, care pot fi văzute pe magistralele multor țări din Europa și Asia. Sînt destinate transportului de mărfuri și călători pe căi ferate cu ecartament normal; pot funcționa în dublă tracțiune.

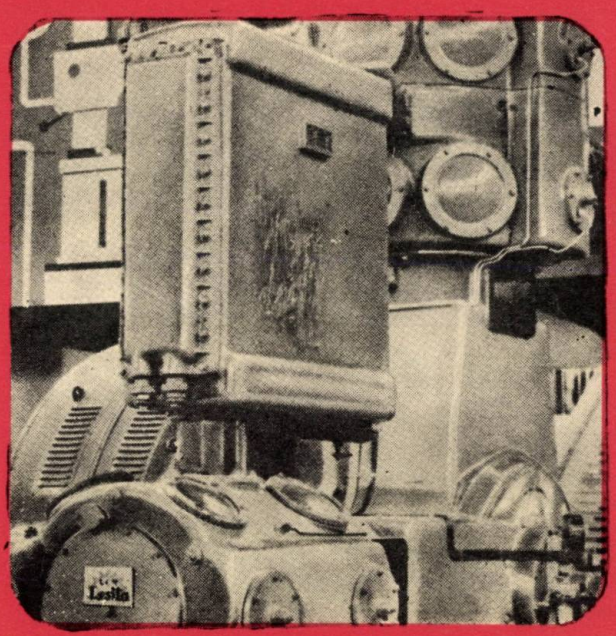


Motoare electrice asincrone trifazate de joasă tensiune, închise, cu rotorul în scurt-circuit tip MIB — 2 — 315 executate cu consum redus de metal.



Dezvoltă puteri în gama a 45—200 kW. Se pot executa pentru:
— funcționarea în climat tropical:
— frecvența de 60 Hz;
— alte tensiuni de alimentare.

Transformatoare de curent CESI-66, 110 kV, în concepție proprie, destinate alimentării aparatelor de măsură și dispozitivelor de protecție în instalațiile electrice exterioare cu tensiunea nominală de 66 kV, respectiv 110 kV și frecvența de 50 Hz.



Transformatoare de mare putere și înaltă tensiune pînă la 400 MVA, 400 kV, ale căror performanțe sînt verificate prin încercările executate în laboratorul de înaltă tensiune.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 22 Electrotehnica Nr. 7—8, iul-aug 1974

CUPRINS

CZ 621.313.323.044.53 + 017.31

Nicolaide, A. : **Studiul dependenţei de frecvenţă a constantelor sistemului de amortizare al maşinilor sincrone cu poli aparenţi cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 193

Se studiază dependenţa de frecvenţă a parametrilor electrici echivalenţi (rezistenţele şi inductanţele sau reactanţele raportate la frecvenţa nominală) ai înfăşurării de amortizare la maşinile sincrone cu poli aparenţi în tole şi înfăşurare de amortizare (colivie).

CZ 621.314.21.015.532

Tănăsescu, Fl. : **Cîteva efecte ale descărcărilor parţiale în izolaţia transformatoarelor mari.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 196

Cu toate perfecţionările aduse în tehnologia transformatoarelor mari, apar situaţii în care, datorită existenţei unor sedii de descărcări parţiale, se dezvoltă degajări intense de gaz sau — un fenomen mai puţin analizat de specialişti — efecte mecanice care însoţesc descărcările parţiale, mai ales în situaţia existenţei unui dielectric combinat aer-ulei. Se prezintă o serie de rezultate care atestă că este posibil a alege un criteriu care să permită stabilirea unei legături între gradul de descompunere al izolaţiei supusă acţiunii descărcărilor parţiale şi cantitatea de gaze degajată : hidrogenul pentru analize rapide, alte fracţiuni pentru cazuri mai complexe.

CZ 621.313.333

Andrei, R. şi *Andrei, L.* : **Determinarea caracteristicii mecanice a motorului asincron liniar cu indus masiv.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 203

Lucrarea prezintă o instalaţie de laborator care permite ridicarea cu uşurinţă a caracteristicii mecanice la motoarele asincrone plane cu indus masiv. Modul în care a fost concepută instalaţia permite încercarea unei game de motoare cu dimensiuni diferite pe un singur cadru mobil de ghidare pe şină.

CZ 621.313

Saal, C. şi *Peşteanu, O.* : **Caracteristicile mecanice ale motoarelor asincrone liniare plane.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 207

Se deduce expresia analitică a caracteristicii mecanice statice naturale a motorului asincron liniar plan polifazat, utilizînd rezultatele unor lucrări româneşti. Transformînd-o într-o expresie sintetică, se studiază caracteristicile mecanice statice reostatice, obţinute prin variaţia simetrică a rezistenţei pe fază inductoare, găsindu-se unele rezultate inedite. Verificările efectuate confirmă teoria elaborată.

CZ 621.313.39

Galan, N. : **Particularităţi în funcţionarea motorului electric cu histerezis.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul-aug 1974, p. 211

În lucrare s-a analizat influenţa rezistenţei înfăşurării statorice asupra caracteristicilor de funcţionare ale motorului cu histerezis. Se demonstrează, teoretic şi experimental, că rezistenţa înfăşurării statorice influenţează în mică măsură cuplul electromagnetic şi curentul absorbit de motor, dar influenţează mult randamentul şi factorul de putere. Aceste rezultate sînt valabile atît pentru motorul cu histerezis cu cîmp radial, cît şi pentru motorul cu histerezis cu cîmp tangenţial. Pe baza diagramei fazorilor s-au explicat, fizic, rezultatele de mai sus pentru cele două tipuri de motoare cu histerezis.

CZ 621.316.57 : 621.3.048

Mathe, B., Gavrilă, Gh. şi *Mihalcea, E.*: **Cercetări privind eliminarea conturnării izolaţiei întreruptoarelor de tip IO—20 din staţiile interioare.**

E.E.A.—Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 215

După o analiză a avariilor întreruptorului de tip IO—20 kV — 400 A, se prezintă cercetările experimentale întreprinse de autori în vederea eliminării conturnării izolaţiei acestuia şi recomandări pentru o mai bună cunoaştere a microclimei de exploatare a întreruptoarelor din staţiile metalice de exterior.

CZ. 621.365.001.57 :621.365.2 :621.365.669.14

Gligor, T. D.: **Asupra unui model matematic al unui cuptor electric trifazat ce conţine condensatoare derivaţie pentru îmbunătăţirea factorului de putere.**

E.E.A.—Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 220

În lucrare se prezintă un model matematic al unui cuptor trifazat cu arc electric ce conţine condensatoare derivaţie pentru îmbunătăţirea factorului de putere al instalaţiei. Modelul se bazează pe utilizarea unei funcţii de aproximare a caracteristicii dinamice μ_a (i) a arcului electric.

CZ 621.365.001.57 : 621.365.2 ; 621.365.2 ; 621. 365 : 669.14

Antoniu, M. şi *Pîrpăriţă Gh.*: **O soluţie pentru extinderea limitei superioare de măsură la megohmmetrul tranzistorizat de 2500 V, de fabricaţie indigenă.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 227

Se prezintă un megohmmetru cu voltmetru electrostatic şi stabilizator de tensiune, la care se analizează influenţa parametrilor circuitului de măsură şi ai mecanismului asupra formei scării gradate, limitelor de măsură şi preciziei megohmmetrului.

CZ 621.317.734

Titz, Gh.: **Calculul inductivităţilor de tip E şi U cu întrefier suplimentar.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 232

În scopul determinării regimului dinamic al electromagnetului de curent alternativ, se expune o metodă de calcul pentru inductivitatea electromagnetului în domeniul întrefierului mare, adică sensibil mai mare decît cel minimal.

CZ 621.315.24 — 784.2

Ivăşcanu, St., Antonescu, I., Vizemberg, I. şi *Ciobanu, C.*: **Coroziunea cablurilor electrice aeriene.**

E.E.A.—Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 240

Lucrarea este un studiu asupra proceselor de coroziune care au loc la exploatarea cablurilor electrice aeriene, în atmosferele poluate de pe marile platforme industriale.

CZ 621316.537.027.25 :621.3.014.31

Truşcă, V. şi *Ciocoiu, N.*: **Eficienţa efectului de electrod asupra stingerii arcului electric în aparatele de comutaţie de joasă tensiune.**

E.E.A.—Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 243

Se urmăresc anumite concluzii privind mărirea eficienţei efectului de electrod asupra stingerii arcului electric de comutaţie din aparatele de joasă tensiune, prin studierea influenţei numărului de plăcuţe de stingere şi a distanţei dintre ele, adoptînd ca criteriu de apreciere, energia dezvoltată în arc, valoarea tensiunii arcului şi durata de ardere a acestuia.

CZ 621.383.5 : 535.34 — 3

Năstase, L., Ivanovici, C., Weintraub, Vl.: **Celula fotoelectrică UV—200, sensibilă în spectrul ultraviolet.**

E.E.A.—Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 248

În articol sînt prezentate caracteristicile de lucru ale unui tub fotosensibil, de fabricaţie românească, în regiunea ultravioletă a spectrului. De asemenea, sînt evidenţiate unele date comparative cu cele ale produselor similare de pe piaţa externă, ca şi cîteva din posibilităţile de utilizare a acestor tuburi.

CZ 621.318.26 Textura

Călugăru, Gh. şi *Bădescu, V.*: **Anizometru pentru studiul texturii tablelor silicioase texturate.**

E.E.A.—Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul—aug 1974, p. 257

Se prezintă un anizometru construit pentru studiul texturii tablelor silicioase. Spre deosebire de anizometrele clasice, acesta permite scurtarea masivă a timpului de investigaţie (de aproximativ 60 ori), posibilităţile de lucru nefiind limitate de dimensiunile probei.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.316.573.027.25

Titz, G. şi *Drăgulinescu, M.*: **Contactor sincron de joasă tensiune**

E.E.A.—Electrotehnica **22**, nr. 7—8, iul-aug. 1974, p. 260

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.233.044.53 + 017.31

Николаиде, А. : **Исследование зависимости частоты постоянных демпфирующей системы синхронных машин с выступающими полюсами при помощи автоматической обработки данных.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг, 1974, стр. 193

Исследована зависимость частоты эквивалентных электрических параметров (сопротивления и индуктивности или реактивные сопротивления, отнесенные к номинальной частоте) и демпфирующей обмотки синхронных машин с выступающими полюсами в листовом железе и демпфирующей обмотки (короткозамкнутая клеточная обмотка).

УДК 621.314.21.015.532

Тэнзеску, Фл. : **Несколько эффектов частичного разряда в изоляции больших трансформаторов.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг. 1974, стр. 196

Несмотря на усовершенствования, внесенные в технологию крупных трансформаторов, возникают положения, когда из-за присутствия некоторых сред частичного разряда, происходит интенсивное выделение газа или — явление менее исследованное специалистами — механические эффекты, сопровождающие частичные разряды, особенно при наличии комбинированного диэлектрика воздух-масло. Приводится ряд результатов, которые говорят о возможности выбора критерия, позволяющего установить связь между степенью разложения, подвергаемой действию частичных разрядов и количество выделяемого газа: водород для скоростных анализов, другие фракции для более комплексных случаев.

УДК 621.313.333

Андрей, Р. и *Андрей, Л.*: **Определение механической характеристики линейного асинхронного двигателя с массивным якорем.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг. 1974, стр. 203

Работа представляет лабораторную установку, которая разрешает лёгкое повышение механической характеристики плоских асинхронных двигателей с массивным яркорем. Образ в котором была сделана установла разрешает испытание широкой гаммы двигателей с различными размерами на одной движущей направляющей раме на шинах.

УДК 621.313

Саал, К. и *Пештеану, О.*: **Механические статистические характеристики линейных асинхронных двигателей.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг. 1974, стр. 207

Выводиться аналитическое выражение природной механической статической характеристики линейного планного многофазного асинхронного двигателя, используя результаты нескольких румынских работ. Трансформируя его в синтетическое выражение, исследуются механические статические реостатические характеристики, полученные через симетрическое изменение сопротивления на индукционной фазе, нося некаторые новые результаты.

УДК 621.313.39

Галан,Н.:**Особенности в работе электрического двигателя с гистерезисю**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг. 1974 стр. 211

В работе было анализировано влияние стойкости статорической обмотки на характеристики работы двигателя с гистерезисом. Демонстрируется, теоритично и экспериментально, что стойкость статорической обмотки мало влияет на электромагнитную пару и на поглощающий двигателем ток, но много влияет на коеффициент полезного действия и на коеффициент мощности.

УДК 621.316.57 : 621.3.048

Матхе, Б., Гаврилэ, Г. и *Михалча Е.*: **Исследование на избежание поверхностных разрядов изоляции переключателя типа ИО в условиях К.Р.У.Н.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг. 1974, стр. 215

После анализа аварий переключателя типа ИО на 20 кв, 400 а, авторы излагают их экспериментальные исследования с целью повышения разрядных напряжений и дают рекомендации для изучения микроклимата эксплуатации переключателей из металлических навужиых станциях

УДК 621.365.001.57 : 621.365.2 : 621.365 : 669.14

Глигор,Г.Д.:**О математической моделе электрического трифазного печа, которая содержит конденсаторы деривации, для улучшения коеффициента мощности**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, №. 7–8, июль-авг 1974, стр. 220

В работе представляется математическую модель одной трифазной печи с электрическим дугом, которая содержит конденсаторы деривации для улучшения коеффициента мощности установки.

УДК 621.317.734

Антониу, М. и *Пырпэрицэ, Г.*: **Решение для расширения верхнего предела мера на транзисторный мегомметр 2 500 в народного производства.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг 1974, стр. 227

В работе описывается мегомметр сэлектростатичес ким вольтметром и стабилизатором напряжения, для которого анализируется влияние параметров мерной цепи и механизма на формы градуированной шкалы, мерные перделы и точности мегомметра.

УДК 621.318.3

Тиц, Г.: **Расчёт индуктивностей типа Е и U с дополнительным воздушным зазором**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг 1974, стр. 232

В цели определения динамического режима электромагнита переменного тока, показывается метод расчёта для индуктивности электромагнита в области большого воздушного зазора, т.е. чувствительно больше чем минимальный.

УДК 621.315.24 – 784.2

Ивэшкану, Шт., Антонеску, И., Виземберг, И, и *Чобану, К.* : **Коррозия воздушных электрических кабелей.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг 1974, стр. 240

Статья посвящена исследованию процессов коррозии, имеющих место при эксплуатации воздушных электрических кабелей, в загрязненной атмосфере крупных промышленных платформ.

УДК 621.316.573.027.25 : 621.3.014.31

Трушкэ, Б. и *Чокою,Н.* : **Эффектиность эффекта электрода на подавление электрической дуги в коммутационных аппаратах низкого напряжения**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг 1974, стр. 243

Рассматривается вопрос увеличения эффективности эффекта электрода на подавление электрической дуги в коммутационных аппаратах низкого напряжения, на основе изучения влияния количества гасящих пластин и расстояния между ними, применяя в качестве критерия оценки, энергию в дуге, величину напряженя дуги и продолжительность её горения.

УДК 621.383.5 : 535.34 – 3

Нэстасе, Л., Иванович, К., Вейнтрауб, Вл. : **Фотоэлектрическая ячейка УВ–200, чувствительная в ультрафиолетовом спектре.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг 1974, стр. 248

Статья содержит рабочие характеристики фоточувствительной лампы румынского производства, в ультрафиолетовой области спектра. Приводятся также некоторые сравнительные даные подобными изделий на внешних рынках, и возможности применения этих ламп.

УДК 621.318.26 Textură

Кэлугэру, Г. и *Бэдеску, В.* : **Анизометр для исследования структуры текстурированного кремнистого листа.**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг 1974, стр. 257

Дается описание анизометра, сконструированного для исследования структуры кремнистого листа. В отличие от классических анизометров, этот анизометр позволяет значительно сократить время изыскания (приблизительно в 60 раз), причем возможности работы не ограничиваются размерами пробы.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

УДК 621.316.573.027.25

Тиц, Г. и *Драгулинеску, М.* : **Синхронный контактор низкого напряжения**

Е.Е.А. – Electrotehnica **22**, № 7–8, июль-авг 1974, стр. 260

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.313.323.044.53 + 017.31

Nicolaide, A. : **Studium der Frequenzabhängigkeit der Konstanten des Dämfungssystems der Synchronmaschinen mit ausgeprägten Pole mittels der automatischen Datenverarbeitungssysteme.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, Nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 193

Die Frequenzabhängigkeit der elektrischen gleichwertigen Parameter (die auf die Nennfrequenz bezogenen Widerstände und Induktivitäten oder die Reaktanzen) der Dämpfungswicklung bei Synchronmaschinen mit ausgeprägten Pole in Bleche und Dämpfungswicklung (Käfig) wird untersucht.

DK 621.314.21.015.532

Tănăsescu, Fl. : **Einige Wirkungen der Teilentladungen auf die Grossleistungstransformatorisolation.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, Nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 196

Trotz der Verbesserungen der Verfahrenstechnik der Grossleistungstransformatoren es erscheinen Situationen wo infolge des Vorhandensein von Teilentladungsstellen, intensive Gasentwicklungen stattfinden oder — eine Erscheinung die weniger von Fachmänner untersucht wurde — mechanische Wirkungen die die Teilentladungen begleiten überhaupt falls ein kombiniertes Luft-Ol-Dielektrikum vorhanden ist. Es werden eine Reihe Ergebnisse vorgelegt die bestätigen dass es möglich ist ein Kriterium zu wählen das die Festlegung einer Verbindung zwischen dem Zersetzungsgrad der der Wirkung der Teilentladungen ausgesetzter Isolation und die entwickelte Gasmenge : Wasserstoff für Schnellanalysen, andere Fraktionen für schwierigere Fälle erlauben soll.

DK 621.313.333

Andrei, R. und *Andrei, L.* : **Die Bestimmung der mechanischen Charakteristik des linearen Asynchronmotors mit massiven Anker.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 203

Die Arbeit beschreibt eine Laboranlage, die erlaubt mit Leichtigkeit die mechanische Charakteristik von linearen Asynchronmotoren mit massivem Anker aufzustellen. Die Bauart der Anlage ermöglicht die Prüfung einer Reihe von Motoren mit verschiedenen Abmessungen auf einem einzigen beweglichen Führungsschlitten.

DK 621.313

Saal, C. und *Peşteanu, O.* : **Die mechanischen Kennwerte der linearen, ebenen Asynchronmotoren.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 207

Es wird der analytische Ausdruck des mechanischen, statischen, natürlichen Kennwertes des linearen ebenen vielphasigen Asynchronmotors abgeleitet, unter Benützung einiger rumänischen Arbeiten. Durch Umarbeitung in einem synthetischen Ausdruck werden die mechanischen, statischen, reostatischen Kennwerte, die man durch Änderung des Widerstandes der Induktionsphase erhält, studiert, wodurch bis jetzt unbekannte Resultate erzielt wurden. Die Überprüfungen haben die aufgestellte Theorie bestätigt.

DK 621.313.39

Galan, N. : **Besonderheiten im Betrieb des elektrischen Motors mit Hysteresis.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 211

In der Arbeit wurde der Einfluss des Widerstands der Ständerwicklung auf die Betriebscharakteristiken des Motors mit Hysteresis analysiert. Es wurde teoretisch und experimentell nachgewiesen, dass der Widerstand der Ständerwicklung in geringem Masse die elektromagnetische Kupplung und die Stromaufnahme des Motors beeinflusst, in grossen Masse aber den Wirkungsgrad und den Leistungsfaktor.

DK 621.316.57 :621.3.048

Mathe, B., Gavrilă, Gh. und *Mihalcea, E.* : **Untersuchung betreffs Beseitigung des Schaltisolationswiderstandes beim Schalter vom Typus 10–20 aus den inneren Stationen.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 215

Nach Feststellung der Schalterdefekte vom Schaltertypus 10–20 kV–400 A werden die experimentellen Untersuchungen der Autoren betreffs Beseitigung des Isolationsschlags dargestellt und es werden Empfehlungen für die bessere Erkennung des Mikroklimas im Betrieb der Schalter, in den metallisehen Aussenstationen gemacht.

DK 621.365.001.57 : 621.365.2 : 621.365 : 669.14

Gligor, T. D.: **Über ein mathematisches Modell eines elektrischen dreiphasen Ofens mit Nebenschlusskondensatoren für die Verbesserung des Leistungsfaktors.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 220

In der Arbeit wird ein mathematisches Modell eines elektrischen Ofens mit Lichtbogen dargestellt, welches mit Nebenschlusskondensatoren für die Verbesserung des Leistungsfaktors ausgerüstet ist. Das Modell beruth auf der Anwendung einer Näherungsfunktion des dynamischen Beiwertes μ_a (i) des Lichtbogens.

DK 62.317.734

Antoniu, M. und *Pîrpăriță, Gh.*: **Eine technische Lösung der Erweiterung für die obere Messgrenze des Transistormegohmmeters von 2500 V inländischer Fertigung.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 227

Es wird ein Megohmmeter mit elektrostatischem Voltmeter und Spannungsstabilizator dargestellt, bei dem der Einfluss der Messkreiswerte und des mechanischen Teils auf die Form der Messkala, der Messgrenzen und der Genauigkeit des Megohmmeters analysiert wird.

DK 621.318.3

Titz, Gh.: **Die Berechung der Induktivitäten Typ E und U mit zusätzlichem Luftspalt.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, Jul-Aug 1974, S. 232

Zwecks Bestimmung des dynamischen Betriebs des Elektromagnets in Wechselstrom wird eine Rechenmethode dargestellt für die Induktivität des Elektromagnets im Bereich des grossen Luftspalts, also empfindlich grösser als der minimale.

DK 621.315.24–784.2

Ivășcanu, St., Antonescu, I., Vizemberg, I. und *Ciobanu, C.*: **Korrosion der elektrischen Luftkabel.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, Nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 240

Die Arbeit besteht aus einem Studium über die verlaufenden Korrosionsprozesse während des Betriebs der elektrischen Luftkabel in der verunreinigte Atmosphere der grossen Industriebezirke.

DK 621.316.573.027.25 : 621.3.014.31

Trușcă, V. und *Ciocoiu, N.*: **Die Wirksamkeit der Elektrodenwirkung auf die Lichtbogenlöschung in die Niederspannungsschaltgeräte.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, Nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 243

Man bezweckt bestimmte Schlussfolgerungen über die Erhöhung der Wirksamkeit der Elektrodenwirkung auf die Löschdes Schaltlichtbogens der Niederspannungsgeräte zu ziehen durch Untersuchung des Einflusses der Anzahl der Löschung platten und deren Abstandes, durch Annahme als Abschätzungskriterium die im Lichtbogen entwickelte Energie, der Wert der Lichtbogenspannung und die Brenndauer des Lichtbogens.

DK 621.383.5 : 535.34–3

Năstase, L., Ivanovici, C., Weintraub, Vl.: **Die im Ultraviolettspektrum empfindliche UV–200 Photozelle.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, Nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 248

Im Aufsatz werden die Arbeitskennlinien einer in Rumänien erzeugten, im Ultraviolettbereich des Spektrums lichtempfindlichen Röhre dargelegt. Es werden ebenfalls einige über gleichartige auf dem ausländischen Markt befindliche Erzeugnisse vergleichende Angaben hervorgehoben sowie einige Verwendungsmöglichkeiten dieser Röhre angegeben.

DK 621.318.26 Textura

Călugăru, Gh. und *Bădescu, V.*: **Anisometer für Untersuchung der Textur der texturierten Siliziumbleche.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, Nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 257

Es wird ein für die Untersuchung der Textur der Siliziumbleche gebautes Anisometer dargelegt. Im Vergleich zu den klassischen Anisometern, diese Gerät erlaubt eine wesentliche Verkürzung der Nachforschungsdauer (ungefähr 60 mal) und ausserdem die Arbeitsmöglichkeiten sind nicht durch die Abmessungen der Probe begrenzt.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.316.573.027.25

Titz, G. und *Drăgulinescu, M.*: **Niederspannungssynchronschütz.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, Nr. 7–8, Jul-Aug 1974, S. 260

WISSENSCHAFTLICHE UND TECHNISCHE EREIGNISSE

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI-UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA.
ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E., ŞI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE).

Anul 22 ELECTROTEHNICA nr. 7—8 Bucureşti, iulie-august 1974

ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

Studiul dependenţei de frecvenţă a constantelor sistemului de amortizare al maşinilor sincrone cu poli aparenţi cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor

ANDREI NICOLAIDE *— Braşov

CZ 621.313.323.044.53 + 017.31

Utilizarea maşinilor sincrone mari, cu poli aparenţi şi înfăşurare de amortizare, în sistemele energetice, face necesar să se cunoască, cu o precizie ridicată, constantele maşinii de care depind fenomenele tranzitorii. Se va examina aici cazul maşinii sincrone cu poli aparenţi din tole şi sistem de amortizare format dintr-o înfăşurare tip colivie dispusă pe polii inductori.

Studiul diferitelor fenomene tranzitorii, considerînd reţeaua şi mai multe maşini sincrone, nu poate fi efectuat, în general, considerînd fiecare maşină sincronă cu toate circuitele, din cauza posibilităţilor, practic, limitate ale sistemelor de prelucrare automată a datelor. De aceea maşinile sincrone sînt caracterizate prin anumiţi parametri, şi anume reactanţele şi constantele de timp tranzitorii şi supratranzitorii.

La calculul parametrilor tranzitorii rotorul nu intervine decît cu circuitul de excitaţie, de aceea calculele nu implică, în principiu, dificultăţi deosebite. La calculul parametrilor supratranzitorii rotorul intervine nu numai cu înfăşurarea de excitaţie, dar şi cu înfăşurarea de amortizare, care are un număr de circuite cu atît mai mare cu cît numărul de bare ale coliviei este mai mare. De aceea calculele implică, în principiu, dificultăţi mai mari.

În mod uzual, parametrii supratranzitorii se calculează admiţînd numeroase simplificări. În special se consideră înfăşurarea de amortizare compusă dintr-un singur circuit în fiecare din cele două axe longitudinală şi transversală. Este evident că cu asemenea simplificări nu se poate aştepta, în general, o precizie prea mare. Lucrările anterioare ale autorului [1], [2] permit însă a se efectua o analiză mai precisă a parametrilor supratranzitorii, considerînd toate circuitele formate de barele înfăşurării de amortizare. Pentru aceasta se scriu ecuaţiile tensiunilor pentru toate circuitele maşinii şi se deduc, fără a admite alte simplificări, rezistenţele şi reactanţele de care depind parametrii supratranzitorii.

Se consideră că indusul maşinii sincrone este statorul, iar inductorul este rotorul. Construcţia rotorului se presupune simetrică faţă de axele polilor. Dispunerea barelor pe pol se poate vedea în figura 1.

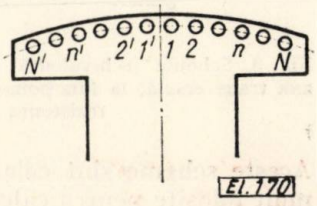


Fig. 1. Pol inductor cu bare ale înfăşurării de amortizare.

1. Ecuaţiile tensiunilor maşinii sincrone

Se va utiliza teoria dublei reacţii. Ecuaţiile se pot scrie analog ca în lucrarea [1] şi se referă la următoarele circuite: circuitele formate de barele coliviei rotorice (înfăşurarea de amortizare), circuitul de excitaţie, circuitul statoric, pe fază. Se obţin două sisteme de ecuaţii: unul pentru axa longitudinală, altul pentru axa transversală. Numărul de bare pe pol poate fi par $n_c = 2N$ sau impar $n_c = 2N + 1$. În modul arătat, sistemul de ecuaţii corespunzător axei longitudinale are $2N + 2$ ecuaţii, iar sistemul de ecuaţii corespunzător axei transversale are $2N + 1$ ecuaţii.

Rezistenţele şi reactanţele care intervin în sistemele de ecuaţii se pot calcula cu ajutorul relaţiilor date în lucrările [1] şi [2]. În lucrarea de faţă s-a utilizat o formă de variaţie a lăţimii întrefierului foarte apropiată de situaţia reală.

* Prof. dr. ing. *A. Nicolaide* este şeful Catedrei de electrotehnică de la Universitatea din Braşov.

Notațiile folosite sînt date la sfîrșitul lucrării. Cele principale nu diferă de cele utilizate mai larg în studiile anterioare [1], [2] referitoare la acest subiect.

2. Parametrii supratranzitorii

Parametrii supratranzitorii uzuali pot fi determinați cu ajutorul rezistențelor și reactanțelor din schemele echivalente date în figurile 2 și 3.

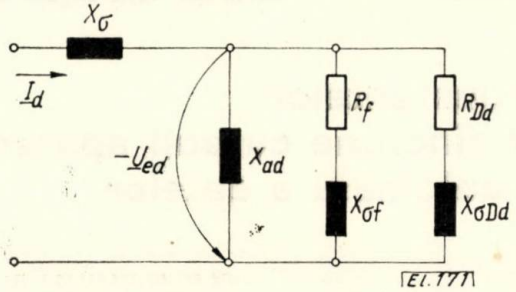


Fig. 2. Schema echivalentă a mașinii sincrone pentru axa longitudinală, la funcționare asincronă, fără a considera rezistența indusului.

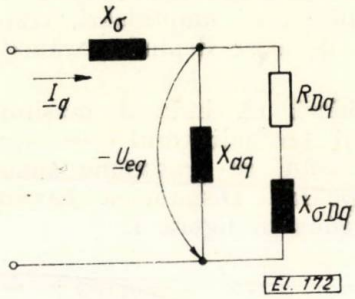


Fig. 3. Schema echivalentă a mașinii sincrone pentru axa transversală, la funcționare asincronă, fără a considera rezistența indusului.

Aceste scheme sînt cele mai simple și cele mai mult folosite pentru calculul parametrilor supratranzitorii. Corespunzător acestor scheme se folosesc în special relațiile [3]:

$$X''_d = X_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{X_{ad}} + \frac{1}{X_{\sigma fe}} + \frac{1}{X_{\sigma Dd}}}$$

$$T''_d = \frac{X''_d}{R_{Dd}}$$

$$X''_q = X_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{X_{aq}} + \frac{1}{X_{\sigma Dq}}}$$

$$X_2 = \frac{X''_d + X''_q}{2} \quad \text{sau} \quad X_2 = \sqrt{X''_d X''_q}.$$

Precizia care se obține prin utilizarea schemelor echivalente din figurile 2 și 3, depinde de precizia cu care se exprimă parametrii electrici care intervin în acele scheme, în particular, parametrii: R_{Dd}; $X_{\sigma Dd}$; R_{Dq}; $X_{\sigma Dq}$.

Din rezolvarea sistemului de ecuații corespunzător axei longitudinale, se obțin parametrii electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare în axa longitudinală:

$$R_{Dd} + \mathrm{j}sX_{\sigma Dd} = \frac{1}{-\frac{\underline{I}_d}{s\underline{U}_{ed}} - \frac{1}{\mathrm{j}sX_{ad}} - \frac{1}{R_{fe} + \mathrm{j}sX_{\sigma fe}}}. \quad (1)$$

Mărimea $R_{fe} + \mathrm{j}sX_{\sigma fe}$ poate fi determinată din același sistem de ecuații pentru $X_{Ddna} = X_{aDdn} = X_{Ddnf} = X_{fDdn} = 0$, adică corespunzător cazului cînd înfășurarea de amortizare ar fi deschisă. Atunci se obține:

$$R_{fe} + \mathrm{j}sX_{\sigma fe} = \frac{1}{-\frac{\underline{I}_d}{s\underline{U}_{ed}} - \frac{1}{\mathrm{j}sX_{ad}}}. \quad (2)$$

Mărimile R_{fe} și $X_{\sigma fe}$ reprezintă parametrii înfășurării de excitație raportați la o fază a statorului, pentru cazul în care pe rotor ar exista înfășurarea de excitație singură.

Din rezolvarea sistemului de ecuații corespunzător axei transversale, se obțin parametrii electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare în axa transversală:

$$R_{Dq} + \mathrm{j}sX_{\sigma Dq} = \frac{1}{-\frac{\underline{I}_q}{s\underline{U}_{eq}} - \frac{1}{\mathrm{j}sX_{aq}}}. \quad (3)$$

Valorile obținute în literatură pentru acești parametri nu sînt, în general, satisfăcătoare (s-au obținut valori constante și totdeauna pozitive). Calculul mai precis din lucrarea de față va arăta că unii dintre acești parametri pot varia în limite largi și uneori pot deveni chiar negativi.

3. Programul de calcul

Calculul diferitelor mărimi, rezolvarea sistemelor de ecuații și determinarea parametrilor electrici echivalenți se pot face cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor. Rezolvarea sistemelor de ecuații se poate face cu ajutorul unor subrutine pentru sisteme de ecuații liniare cu mărimi complexe, sau cu ajutorul unor subrutine pentru sisteme de ecuații liniare cu mărimi reale, după transformarea prealabilă a sistemului de ecuații cu mărimi complexe, într-un sistem de ecuații echivalent, cu mărimi reale.

Programarea a fost efectuată în limbaj FORTRAN, iar rularea programului a fost făcută pe un calculator IBM 360/30. Durata programului este mică, de ordinul a 2 minute.

4. Rezultate

Au fost determinați parametrii electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare, pentru o mașină sincronă cu următoarele date nominale : $S_N = 630$ kVA ; $U_N = 6000$ V (tensiune între faze) ; $I_N = 64$ A ; $f = 50$ Hz ; $n = 750$ rot/min ; randament 94% ; înfășurare de amortizare (colivie) de cupru.

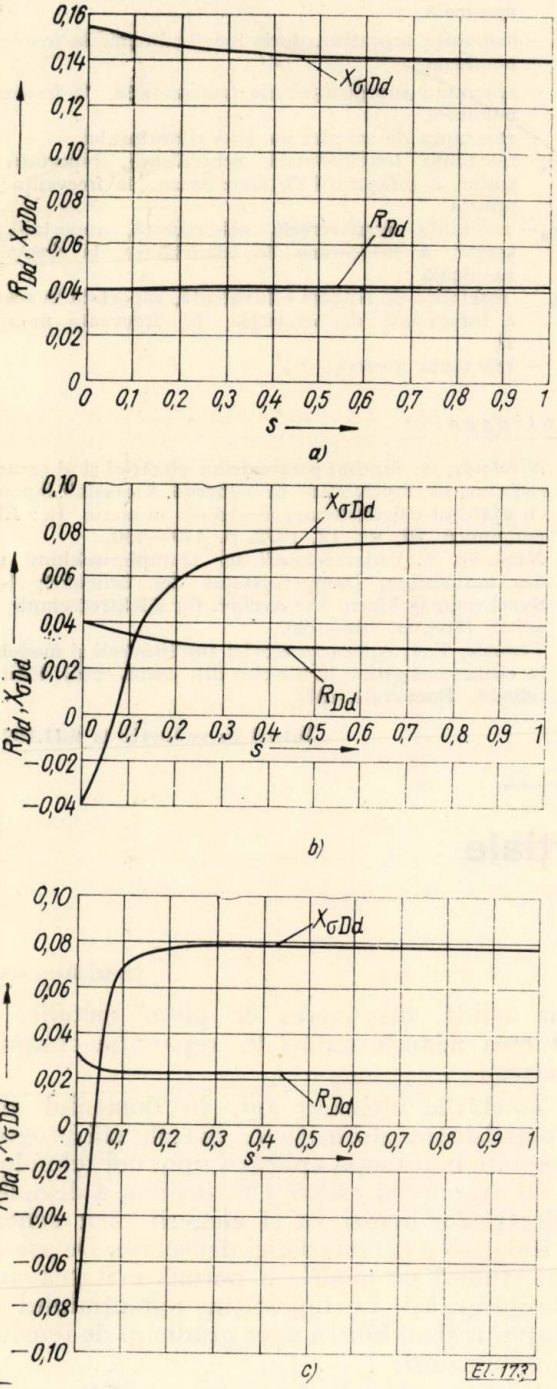


Fig. 4. Dependența de frecvență a rezistenței și a reactanței de scăpări echivalente longitudinale, ale înfășurării de amortizare a mașinii sincrone, pentru următoarele cazuri : *a*) înfășurarea de excitație deschisă ; *b*) înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență egală cu de 9 ori valoarea rezistenței înfășurării de excitație : *c*) înfășurarea de excitație scurtcircuitată.

În figurile 4 și 5 sînt reprezentate rezultatele obținute sub formă de curbă și anume dependența de frecvență a parametrilor electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare pentru trei cazuri : înfășurarea de excitație deschisă, înfășurarea

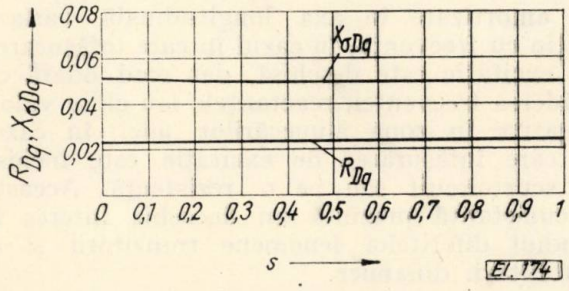


Fig. 5. Dependența de frecvență a rezistenței și reactanței de scăpări echivalente transversale, a înfășurării de amortizare a mașinii sincrone.

de excitație închisă pe o rezistență egală cu de 9 ori valoarea rezistenței înfășurării de excitație, înfășurarea de excitație scurtcircuitată.

În cazul înfășurării de excitație deschisă, parametrii electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare din axele longitudinală și transversală variază puțin cu frecvența, iar valoarea acestor parametri este foarte apropiată de valoarea obținută prin metoda simplificată, dată în lucrarea [2].

În cazul înfășurării de excitație închisă pe o rezistență sau în scurtcircuit, parametrii electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare din axa transversală nu se modifică față de cazul în care înfășurarea de excitație este deschisă. Dar parametrii electrici ai înfășurării de amortizare din axa longitudinală se modifică și anume, devin mai mici și scad odată cu scăderea frecvenței, în special, în zona alunecărilor mici, iar reactanțele iau chiar valori negative. Motivul acestor modificări îl constituie separarea parametrilor electrici echivalenți ai înfășurărilor de amortizare și de excitație. Această separare are un caracter arbitrar, deoarece se admite că parametrii electrici ai înfășurării de excitație sînt chiar parametrii înfășurării de excitație cînd aceasta ar exista singură pe rotor. În realitate, cîmpul magnetic este mult diferit în cazul în care înfășurarea de excitație este închisă pe o impedanță, față de cazul în care înfășurarea de excitație este deschisă, iar pe rotor, în afară de înfășurarea de excitație, există și înfășurarea de amortizare.

5. Concluzii

Parametrii electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare a mașinii sincrone cu poli aparenți din tole au dependența de frecvență caracterizată după cum urmează.

Parametrii electrici echivalenți ai înfășurării de amortizare în axa transversală variază puțin

cu frecvenţa, atît în cazul în care înfăşurarea de excitaţie este deschisă, cît şi în cazul în care înfăşurarea de excitaţie este închisă pe o rezistenţă. În ambele cazuri parametrii au aceleaşi valori aproximativ constante.

Parametrii electrici echivalenţi ai înfăşurării de amortizare în axa longitudinală variază puţin cu frecvenţa, în cazul în care înfăşurarea de excitaţie este deschisă, dar scad odată cu scăderea frecvenţei, reactanţele iau chiar valori negative în zona alunecărilor mici, în cazul în care înfăşurarea de excitaţie este închisă în scurtcircuit sau pe o rezistenţă. Această circumstanţă prezintă un deosebit interes la studiul diferitelor fenomene tranzitorii şi al stabilităţii dinamice.

Notaţiile folosite

$\underline{I}_d$ — componenta longitudinală a intensităţii curentului statoric, în complex
$\underline{I}_q$ — componenta transversală a intensităţii curentului statoric, în complex
n_0 — numărul de bare pe pol
R_{Dd} — rezistenţa longitudinală echivalentă, raportată la stator, a înfăşurării de amortizare
R_{Dq} — rezistenţa transversală echivalentă, raportată la stator, a înfăşurării de amortizare
R_{fe} — rezistenţa echivalentă, raportată la stator, a înfăşurării de excitaţie
s — alunecarea
T''_d — constanta de timp supratranzitorie longitudinală
U — tensiunea la bornele maşinii, în valoare eficace
$\underline{U}_{ed}$ — componenta longitudinală a tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea statorului de cîmpul magnetic rezultant în întrefier, în complex
$\underline{U}_{eq}$ — componenta transversală a tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea statorului de cîmpul magnetic rezultant în întrefier, în complex
X_{ad} — reactanţa ciclică longitudinală a circuitului magnetizant
X_{aq} — reactanţa ciclică transversală a circuitului magnetizant
$X_{Dd na}=X_{aDd n}$ — reactanţa mutuală longitudinală dintre circuitul format de perechea de bare nn' a înfăşurării de amortizare şi înfăşurarea indusului, la frecvenţa nominală
$X_{Dd nf}=X_{fDd n}$ — reactanţa mutuală longitudinală, dintre circuitul format de perechea de bare nn' a înfăşurării de amortizare şi înfăşurarea de excitaţie, la frecvenţa nominală
X''_d — reactanţa supratranzitorie longitudinală, la frecvenţa nominală
X'_q — reactanţa supratranzitorie transversală, la frecvenţa nominală
X_σ — reactanţa de scăpări pe fază a statorului
$X_{\sigma Dd}$ — reactanţa longitudinală echivalentă, raportată la stator, a înfăşurării de amortizare, la frecvenţa nominală
$X_{\sigma Dq}$ — reactanţa transversală echivalentă, raportată la stator, a înfăşurării de amortizare, la frecvenţa nominală
$X_{\sigma fe}$ — reactanţa de scăpări echivalentă, raportată la stator, a înfăşurării de excitaţie, la frecvenţa nominală
X_2 — reactanţa inversă.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Studiul parametrilor electrici şi al caracteristicilor de funcţionare în asincron a maşinii sincrone cu ajutorul calculatorului electronic numeric În: Electrotehnica **20**, nr. 12, 1972, p. 443—450.
[2] *Nicoaide, A.* Untersuchunff der Dampferwcklung und des naturlichen Dampersystems der Schenkelpol-Synchronmaschinen. În: Archiv. für Elektrotechnik 53, nr. 2, 1969, p. 100—120.
[3] *Venikov, V.A.* Aplicarea teoriei similitudinii şi modelării în electroenergetică (traducere din limba rusă). Editura tehnică, Bucureşti, 1972.

Intrat în redacţie la 6.II.1974

Cîteva efecte ale descărcărilor parţiale în izolaţia transformatoarelor mari

FLORIN TĂNĂSESCU* — Bucureşti

CZ 621.314.21.015.532

1. Apariţia descărcărilor parţiale în izolaţia transformatoarelor

Construcţia unităţilor mari de transformatoare (tensiuni şi puteri ridicate) a impus, în ultimii ani, luarea unor măsuri suplimentare de prevedere, faţă de soluţiile „uzuale", înţelegînd prin aceasta unităţile la care prezenţa unui regim de descărcări poate periclita, încă din faza iniţială, construcţie, măsuri îndreptate, în special, spre utilizarea unor gradienţi de tensiune bine definiţi şi stabilirea unor regimuri tehnologice, care să evite apariţia oricăror neuniformităţi în distribuţia cîmpului (bule în izolaţia lichidă, neimpregnarea corespunzătoare, alveole în izolaţia solidă, dispunerea de piese metalice ce pot crea neuniformităţi în repartiţia cîmpului electric).

Cercetările ultimilor ani, în domeniul construcţiei de transformatoare, marchează progrese deosebite în direcţia aplicării unor noi tehnologii de impregnare şi uscare a izolaţiilor, a degazării dielectricilor lichizi, ca şi alegerii unor scheme de izolaţie cu caracteristici deosebite. De asemenea, studiul pe modele a permis evitarea unor neuniformităţi în repartiţia potenţialului pe înfăşurări şi stabilirea unor gradienţi de tensiune corespunzători.

Cu toate acestea, eliminarea totală a unor alveole în izolaţia solidă, sau a bulelor în cea lichidă, este greu de închipuit, de altfel, ca şi lipsa unor concentrări intense locale ale cîmpului electric. Consecinţa firească ce se

* Dr. ing. *Fl. Tănăsescu* este directorul Institutului de cercetare pentru industria electrotehnică (ICPE) din Bucureşti.

impune pentru un constructor, este necesitatea de a cunoaște regimul descărcărilor parțiale stabilite la valoarea nominală a tensiunii, eventual și la 20—30% U_N scurt timp, din care să rezulte date privind nocivitatea lor.

Existența descărcărilor constituie un pericol deosebit pentru „viața" izolației transformatorului, motiv pentru care, numeroase laboratoare din lume au dezvoltat cercetări menite să elucideze procesul ce are loc în „alveola" sau „bula" supusă unor tensiuni înalte [1—6].

La depășirea unei tensiuni critice, spațiul dintre pereții „alveolei" (ce joacă rolul unor electrozi), sau ai „bulei" din dielectricul lichid, este străpuns și un impuls se propagă și poate fi pus în evidență de aparaturi specializate. Numărul de descărcări și de refaceri ale spațiului izolant este variat, depinzînd de tensiunea aplicată și geometria spațiului de descărcare (paralel cu cîmpul sau perpendicular pe el) [7].

Nu se va insista asupra modelului ce descrie mecanismul de desfășurare a unor descărcări în izolație, întrucît este presupus cunoscut și deja menționat și în paginile revistei „Electrotehnica" [1, 7]. Trebuie doar arătat că, de la forma clasică a lui Gemant [8], model deosebit de simplu, dar cu limitări în a reprezenta diversele regimuri, cercetările ultimilor ani au condus la numeroase alte variante, mai perfecționate, capabile de a prinde mai complet diversele aspecte ale fenomenului [9—11].

Cum străpungerea unui dielectric, indiferent că este lichid sau solid, este în majoritatea cazurilor un proces evolutiv, iar existența descărcărilor parțiale constituie o fază incipientă și mult premergătoare străpungerii electrice, depistarea locului în care acestea se produc, stabilirea mecanismului descărcării și corelarea unor parametri ai impulsului (ce urmează unei descărcări) cu durata de viață a izolației, oferă atît constructorului, cît și inginerului de exploatare, indicații de mare importanță.

Din păcate, pînă la această dată nu există recomandări precise privind măsurarea și metodele de aplicat pentru depistarea descărcărilor parțiale, la diversele tipuri de transformatoare. Există o experiență a fabricilor — și aceasta recentă, în special după anul 1972 — care își prevăd, după caiete de sarcini proprii, mărimile de măsurat și valorile orientative de adoptat. Există, astfel, constructori care măsoară debitul pătratic al sarcinii aparente a descărcării, în timp ce alții, recomandă măsurarea nivelului de zgomot, nivelului de perturbații, conținutului de gaze etc., fiecare din acestea reprezentînd un anumit efect al descărcărilor parțiale, stabilite în transformator.

Este de așteptat, în următorii ani, ca rezultat al activității specialiștilor în diversele organisme internaționale, să apară precizări [12] care să urmeze primului document, care stabilește o anumită ordine în ceea ce privește încercările, și anume: recomandația CEI—270. Anchetele ce s-au inițiat din acest an, la marile firme constructoare de transformatoare, care prevăd încercări sistematice pe loturi mari și după tehnici specifice unor laboratoare, vor aduce cu siguranță, la nivelul anilor următori, precizările pe care le așteptăm.

2. Efectul descărcărilor parțiale într-un transformator

În construcția unui transformator se poate stabili un regim „accidental" sau „permanent" de descărcări parțiale, între piesele metalice aflate sub tensiune și pereții cuvei pusă la pămînt, între înfășurările aflate la potențiale diferite, sau între acestea și piesele puse la pămînt, în lungul izolatorului de trecere sau în dielectricul lichid ce izolează piesele aflate sub tensiune.

Datorită caracterului de repetiție a procesului de desfășurare a descărcărilor parțiale, izolația este solicitată atît din punct de vedere electric, cît și termic, mecanic și chimic, ceea ce conduce ca efect final, la străpungere [10, 11, 13]. Degradarea izolației poate avea loc din cauza următoarelor fenomene:

— ridicarea temperaturii spațiului gazos cuprins în interiorul unor goluri încastrate în izolație, datorită șocului dintre purtătorii de sarcină și pereți;

— erodarea pereților alveolelor și lărgirea acestora, fie ca urmare a șocurilor, fie datorită încălzirilor locale;

— reacții chimice, care accelerează procesul de degradare a izolației și îi modifică, prin aceasta, proprietățile fizice;

— efecte combinate ale acestora, care, la aplicarea unui cîmp electric puternic, accelerează distrugerea izolației;

— pentru dielectricul lichid, în cazul transformatoarelor-ulei, cercetările efectuate arată că acțiunea descărcărilor parțiale poate conduce la crearea unui canal în care se scurg gaze mai calde, ceea ce ușurează formarea unei străpungeri de natură termică.

Experimentările efectuate în institut, utilizînd aparatură de construcție proprie [14], ne-au permis a trage concluzia că, sub efectul acestor factori, care de multe ori nu pot fi separați, aceștia exercitînd o influență globală asupra izolației, apar produși chimici care atacă înfășurările din cupru, izolația lor etc.

Descărcările parțiale stabilite în „perna de aer" a transformatorului, facilitează degajarea oxigenului și, odată cu aceasta, oxidarea majorității materialelor organice.

Azotul și oxigenul molecular pot trece în stare atomică, după care prin recombinare dau naștere la oxizi ai azotului — NO și NO_2, foarte reactivi, în special la combinarea lor cu vaporii de apă, în care caz produc acizi ce

atacă puternic elementele conductoare, ca și izolațiile din vecinătate.

Hidrogenul degajat, în timpul reacțiilor chimice, și pus în evidență prin extragerea de probe din transformator, contribuie la îmbătrînirea izolațiilor, ritmul de modificări chimice depinzînd de energia totală a descărcărilor și de concentrația produșilor finali.

Analiza straturilor superficiale ale izolației, aflată sub tensiune, ne-a pus în situația de a putea constata, la decuvarea unor transformatoare, existența carbonului, care, prin oxidarea sa ar putea permite formarea de CO și CO_2, cu efecte periculoase asupra izolației în funcționare a transformatorului.

Determinările cromatografice făcute, ne-au confirmat rezultatele obținute de Lacoste [15, 16]. În acest sens, este de presupus că, dacă sub acțiunea descărcărilor parțiale, anumite molecule ale izolației se rup și trec în stare gazoasă, trebuie să gîndim, în mod egal, și la un proces invers, cînd sub acțiunea acelorași descărcări, anumite gaze prin polimerizare și condensare, trec din molecule ușoare în componente mai grele, lichide sau solide.

3. Rezultatele experimentale obținute și recomandări ce se impun

În cele ce urmează vor fi prezentate doar rezultatele obținute la urmărirea a două efecte ale descărcărilor parțiale, cu rol important în deteriorarea transformatoarelor, și anume: degradarea izolației hîrtie-ulei, sub acțiunea descărcărilor parțiale și efectul mecanic al descărcărilor, în izolația aer-ulei a transformatorului.

3.1. Degradarea izolației hîrtie-ulei a transformatorului sub acțiunea descărcărilor parțiale

Ideea experimentărilor făcute a fost aceea de a stabili gazele ce rezultă din descompunerea izolației, compoziția și procentul pe care îl au în amestec, nocivitatea pe care o prezintă de la o anumită valoare și, dacă este posibil, de a stabili un criteriu care să dea o corelație între cantitatea de gaz dezvoltată și nivelul de descărcări parțiale, stabilit în schema de izolație.

Trebuie menționat faptul că, problema stabilirii conținutului de gaz în uleiul unui transformator în stare de funcționare, pentru a caracteriza un defect evolutiv, sau pentru a fixa limitele periculoase, este o problemă de mare actualitate.

Opinia specialiștilor este că, încercarea de a stabili astăzi limite cînd volumul datelor experimentale este încă redus, ar fi periculoasă. Pot exista transformatoare cu defecte în evoluție, care prezintă un conținut redus de gaze, în timp ce altele funcționează perfect, deși prezintă, la analiză, conținuturi ridicate de gaz. Iată de ce, s-a propus ca fiind utilă stabilirea concentrațiilor de gaz, care corespund la un nivel de probabilitate de 90%, valoare sub care este necesară supravegherea unui transformator. În acest scop se prevăd, pentru anul 1974 [12], experimentări pe un front mai larg.

Pentru acest motiv și experimentările de la ICPE s-au desfășurat în scopul determinării unei legături între gradul de descompunere a izolației, supusă acțiunii descărcărilor parțiale, și cantitatea de gaze dezvoltată, sau al evidențierii calitative a unor fenomene ce pot afecta buna funcționare a transformatorului.

3.1.1. Încercări la presiune redusă. Pentru a determina legătura dintre gradul de descompunere a izolației, supusă acțiunii descărcărilor parțiale, și cantitatea de gaze degajată, s-au modelat, în celule complet închise, „modele de izolații" întîlnite în înfășurările transformatorului. Volumul celulei, prevăzută cu manometru, este de 400 cm^3, iar electrozii utilizați sînt de tip Rogowski, pentru a realiza un cîmp cît mai omogen. Schematic, celula arată ca în figura 1 [18].

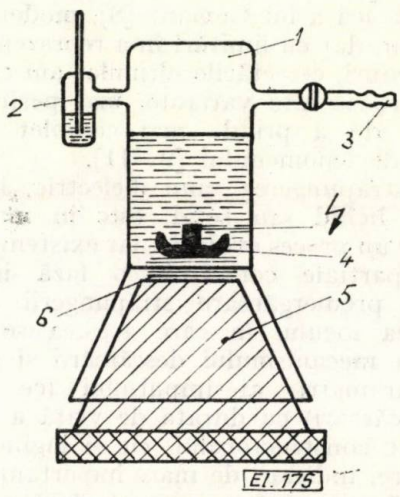


Fig. 1. Celula utilizată:
1—celula propriu-zisă, din sticlă; *2*—manometru cu ulei; *3*—tub prelevare gaz; *4*—electrod de înaltă tensiune; *5*—electrod de joasă tensiune; *6*—schema de izolație încercată; *7*—ulei de transformator.

Analiza gazului obținut în celulă — evident și cel recoltat dintr-un transformator — se face cu ajutorul unui analizator cromatografic. În cazul nostru, s-a utilizat aerul ca gaz purtător, separarea gazelor făcîndu-se într-o coloană de cărbune activ. Detecția s-a realizat cu o celulă cu filament incandescent, montată într-o schemă de punte. Aparatul ne-a permis determinarea cu mare precizie a hidrogenului conținut în volum 0,003%, a CO și CH_4 0,03% și a oxigenului 1%.

Măsura descărcărilor parțiale s-a făcut după schema din figura 2, conform recomandărilor CEI [17].

Cunoscută fiind dispersia rezultatelor, chiar pentru condiții aproximativ identice, se reco-

mandă o tratare similară a probelor, și anume : o uscare la 105°C, timp de 8 ore ; o impregnare în ulei sub vid ; o lăsare a celulei 24 de ore nemișcată, pentru stabilirea echilibrului aerului.

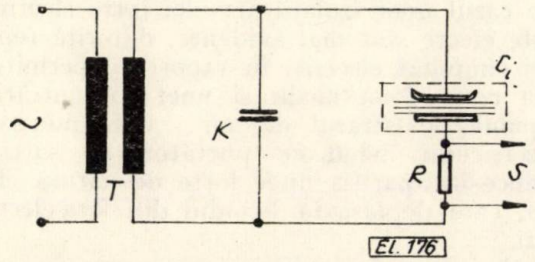


Fig. 2. Circuitul de încercare după CEI—270, cu rezistența în serie cu obiectul de încercare :
T—transformator de înaltă tensiune ; *K* — condensator de cuplaj ; *CI*—celula de încercare ; *R*—rezistența de măsură ; *S*— semnal de ieșire pentru osciloscop, numărător de impulsuri, aparatură de detecție.

Într-o lucrare anterioară a unor colective din ICPE [18, 20] se propunea ca, pentru aprecierea nocivității descărcărilor parțiale să se introducă o variabilă îndependentă de tipul $\zeta = \int_0^t q(t)\,dt$, cu aceasta devenind posibilă utilizarea corespunzătoare a rezultatelor obținute cu diferite celule, chiar și la timpi diferiți de expunere sub tensiune.

În cazul celulei închise, sub o presiune dată, Troper [19] constată că rigiditatea minimă a uleiului se găsește la presiuni de 2—4 milibari, motiv pentru care, în încercările noastre am ales această valoare pe care o recomandăm.

Încercările făcute pe cinci celule, la un același gradient de potențial, arată că presiunea în interiorul celulei variază liniar cu nivelul descărcărilor parțiale, integrat în timp. Alura curbelor din figura 3 este liniară ; ele au o aceeași pantă de variație, chiar dacă există diferențe între valorile inițiale și evoluția nivelelor de descărcări, în funcție de timp.

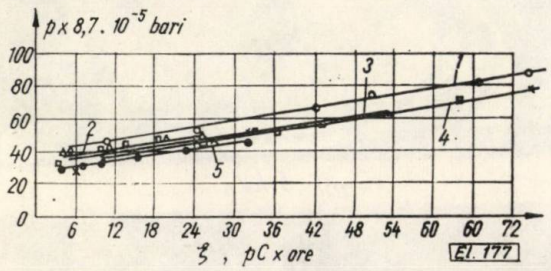


Fig. 3. Variația presiunii în interiorul celulelor, funcție de variabila ξ, în atmosferă de aer, la presiune 2—3 milibari : 1—5, celule încercate.

Variația presiunii din interiorul celulelor crește pentru toate tensiunile aplicate, așa cum este dat în figura 4.

Opțiunea noastră pentru hidrogen, ca principal produs gazos de descompunere a izolației, s-a dovedit inspirată, întrucît el poate constitui un criteriu de apreciere a izolației. Creșterea volumului de hidrogen degajat, funcție de presiune, este dată în figura 5.

O comunicare a unui grup de specialiști din ICPE, la sesiunea CIGRE din 1970 [18], a suscitat interes, motiv pentru care s-a continuat dezvoltarea unor cercetări. Apreciem că în următoarea etapă, pe lîngă H_2, vor trebui luate în discuție și unele hidrocarburi, care ar putea da și alte indicații asupra procesului de descompunere : metan, etan ș.a.

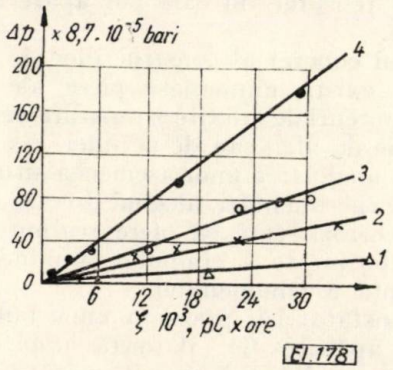


Fig. 4. Variația presiunii din interiorul celulelor funcție de variabila ξ, pentru diverse tensiuni aplicate : 1—la 2,7 kV ; 2—la 3,2 kV ; 3—la 4 kV ; 4—la 5 kV.

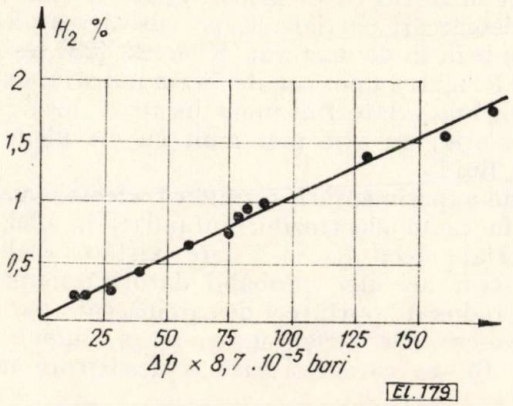


Fig. 5. Variația cantității de hidrogen, determinat pe cale cromatografică (în % din volumul liber al celulei), funcție de presiunea din interiorul celulei.

Ca o primă sursă de informații, urmărirea cantității de hidrogen degajat poate da indicații utile în exploatarea unui transformator. Din curbele date se observă, astfel, că există un raport constant între cantitatea de hidrogen degajat și presiunea din celulă, deci, implicit, o relație liniară între cantitatea de hidrogen degajat și nivelul descărcărilor parțiale integrate în timp, la un gradient de potențial dat.

Ar fi foarte utilă adoptarea în exploatare a metodei, de alegere a unui număr corespunzător de transformatoare, din care să se extragă, sistematic, amestecuri de gaze și prin analize periodice să se obțină compoziția și evoluția cantitativă a componentelor, în timp. De aici, ar rezulta și date care să indice de la ce valori conținutul de hidrogen „traduce" o stare critică în transformator.

3.2. Efectul mecanic al descărcărilor parțiale în izolația aer-ulei a transformatorului

O sesizare a acestui efect este menționată, în literatură, încă de pe vremea lui Faraday ; experimentări sistematice și complexe sînt prezentate apoi de profesorul T. Rummel în lucrările sale [21]. Independent, un colectiv din ICPE [22] a desfășurat o altă serie de experimente, cu largă aplicație în domeniul construcției echipamentelor de înaltă tensiune, în care pot apare asemenea fenomene.

În cazul concret al construcțiilor de transformatoare, există numeroase piese ale acestora aflate la potențiale diferite și separate de structuri de izolație de ulei, sau de aer-ulei.

Pentru modelarea unor asemenea situații, s-au efectuat experimentări, alegînd diverse combinații de electrozi, care să ofere regimuri diverse de neuniformitate a cîmpului și punerea clară în evidență a fenomenului.

S-a constatat că, prezența unor bule cu gaz în ulei, apărute fie datorită unor degazări incorecte, fie datorită neuniformității cîmpului electric din jurul vîrfului — favorizează apariția unor gradienți mai ridicați în bula gazoasă, decît în restul de dielectric, apariția unui regim de descărcări parțiale și apoi disocierea uleiului.

În teza sa de doctorat Kieback [23] sesizează și el formarea unor canale, în timpul străpungerii, perturbate datorită unor încălziri locale prin convecție, cu atît mai mult cu cît uleiul este mai fluid.

Din experimentări rezultă că, efectele mecanice, în cazul electrozilor cufundați în ulei, sînt mai slabe decît acelea la care există ca dielectric un strat aer-ulei, probabil datorită numărului mai redus de purtători de sarcină care participă la proces. De altfel, însăși alura impulsurilor (fig. 6) ce caracterizează o descărcare în aer sau ulei, este diferită atît ca front, cît și ca durată de semiamplitudine, cum s-a prezentat pe larg și în alte lucrări ale autorului ; 23 de nanosecunde T_f față de $\approx$ 10 ns și T_{SA} 60 față de 6—700 ns [11], [23—25].

În cazul unor izolații aer-ulei între electrozi, aceste efecte sînt mai evidente, datorită repartiției cîmpului electric, în raport cu permitivitatea celor două medii și unei concentrări a cîmpului pe stratul de aer. „Contaminarea" dielectricului lichid cu purtători de sarcină, conduce la apariția unor forțe de natură electrică, care deplasează lichidul din fața electrodului.

Trebuie atrasă atenția asupra acestui fenomen de refulare a uleiului, care poate micșora grosimea

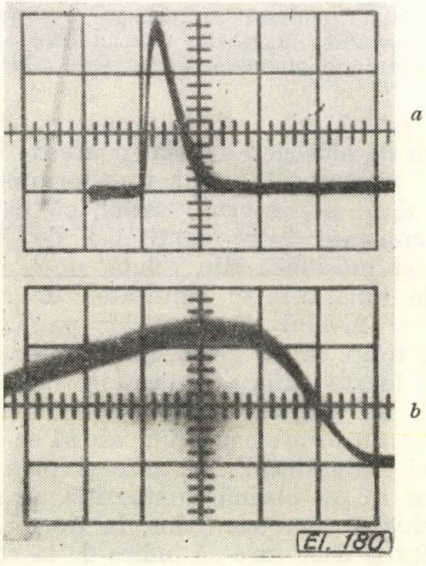


Fig. 6. Oscilograme ale descărcărilor parțiale în aer și ulei, în același sistem de electrozi, cu diferențieri evidente asupra duratei de front T_f și semiamplitudine T_{SA} ; *a*-aer ; *b*-ulei.

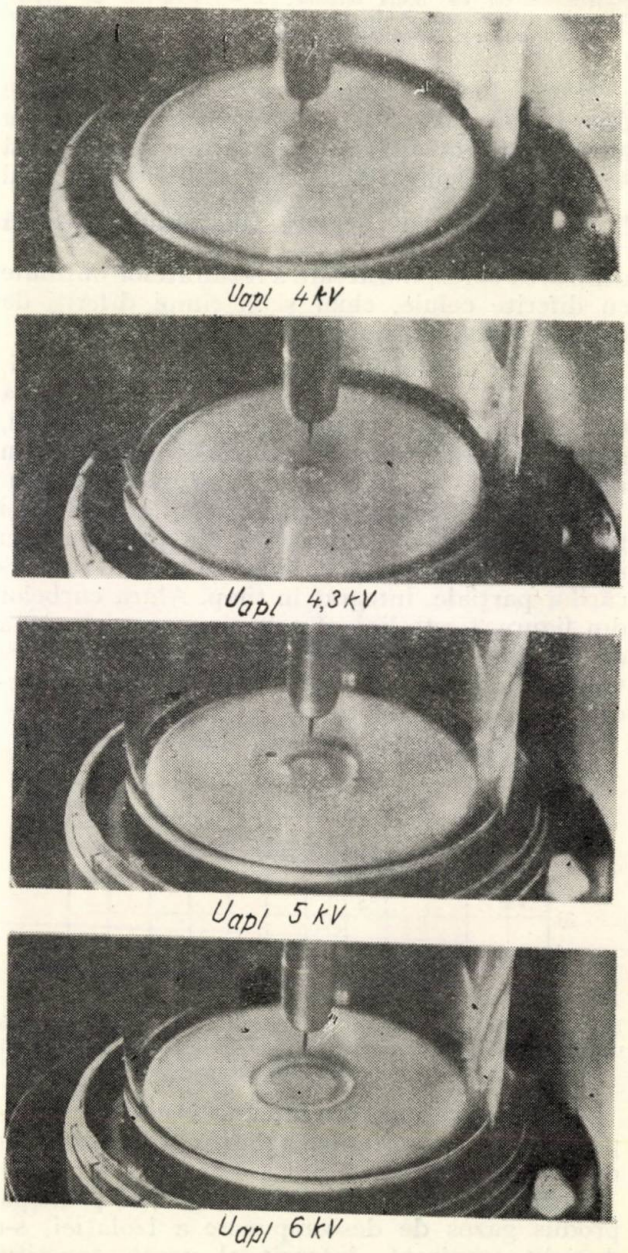


Fig. 7. Cratere în ulei, în fața electrodului de înaltă tensiune, al căror diametru crește cu tensiunea aplicată.

de izolație și îndepărtarea uleiului de pe partea metalică a echipamentului, ceea ce poate favoriza apariția unor străpungeri.

Experimentările au pus în evidență faptul că, la creșterea tensiunii aplicate, sub electrodul vîrf apar „cratere" ale căror diametre sînt proporționale cu creșterea tensiunii (fig. 7), iar ca număr corespund numărului de vîrfuri ce descarcă (fig. 8).

Situații ca cele prezentate nu sînt fictive, bornele de trecere ale transformatoarelor, buloanele de strîngere, muchiile frontale ale înfășurărilor, constituind cazuri apropiate celor studiate mai sus.

Extrapolarea problemei, pentru un conductor ce descarcă, față de o suprafață metalică pusă la pămînt, similar situației în care o spiră, aflată la un potențial descarcă, conduc la evidențierea efectelor mecanice pe care le provoacă descărcările parțiale asupra stratului de ulei (fig. 9).

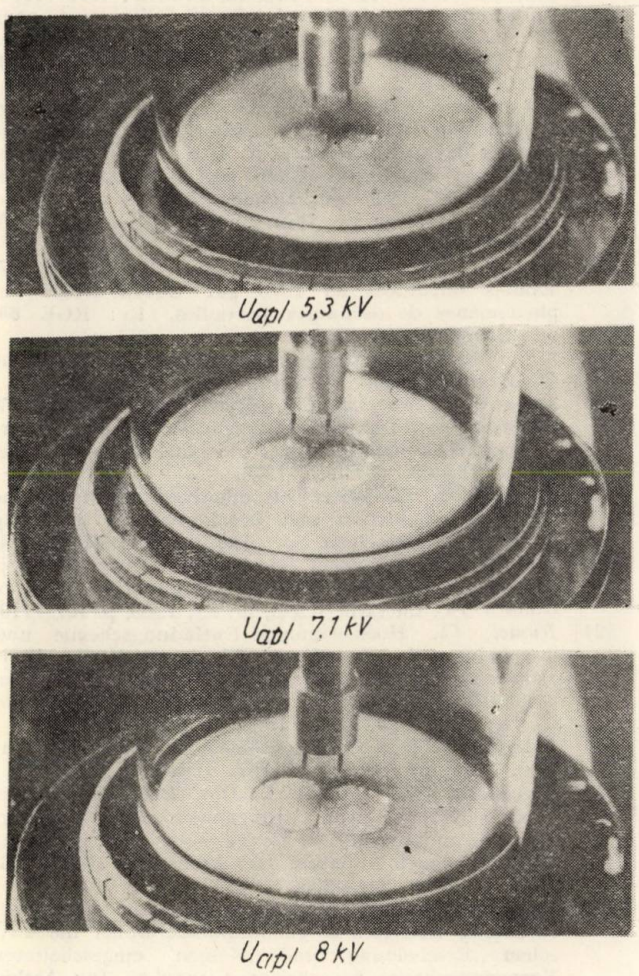


Fig. 8. Cratere corespunzînd numărului de vîrfuri ce descarcă (în cazul de față, două).

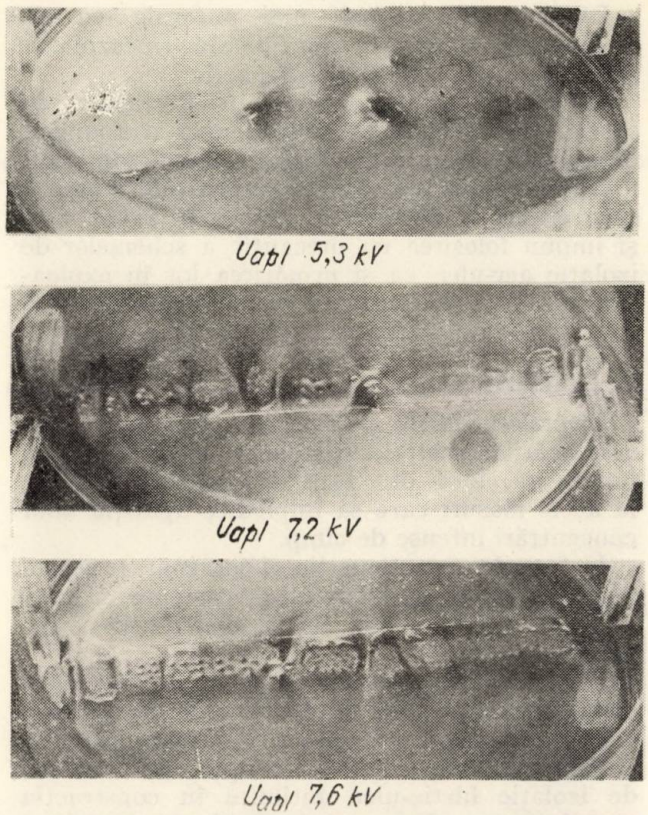


Fig. 9. Efectul mecanic al descărcărilor parțiale, în cazul unui fir pus la tensiune înaltă (curent alternativ).

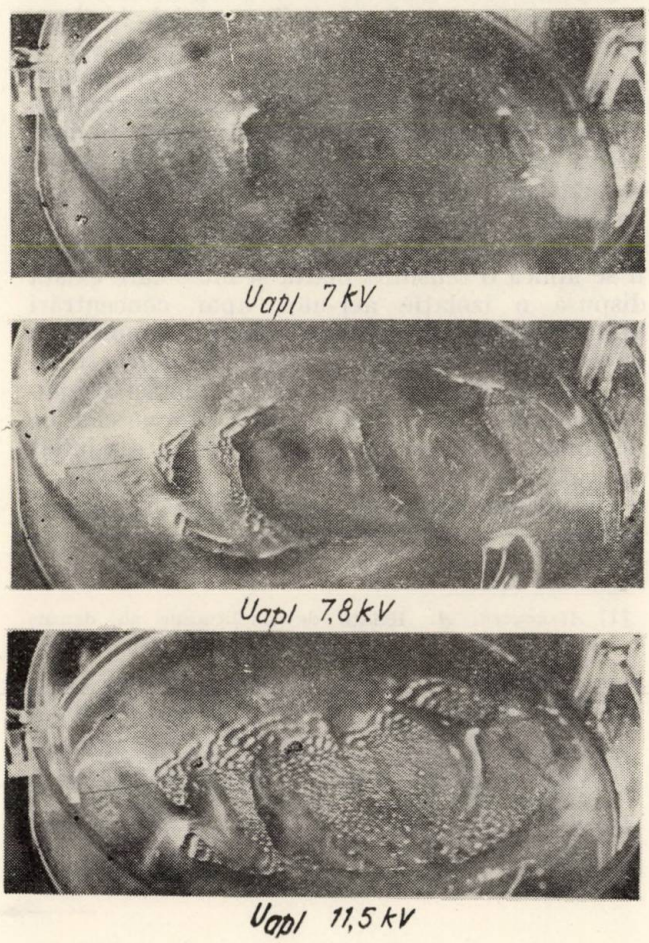


Fig. 10. Efectul mecanic al descărcărilor parțiale, în cazul unui fir pus la tensiune înaltă (curent continuu). →

Efectul este cu atît mai puternic cu cît tensiunea aplicată este mai ridicată. În cazul c.c. (fig. 10) efectul este mult mai redus.

Fenomenul, puțin tratat în literatura de specialitate [21, 22], explică unele străpungeri în transformatoarele de înaltă tensiune, în cazul folosirii unor părți metalice ce constituie electrozi, care crează o distribuție uniformă a cîmpului și impun folosirea cu precauție a schemelor de izolație aer-ulei, ca și urmărirea lor în exploatare, pentru a nu periclita viața echipamentului, prin apariția unor efecte cum sînt cele menționate.

4. Concluzii

Efectele nedorite, pe care le exercită prezența descărcărilor parțiale în izolația echipamentelor, impun ca, încă din faza de proiectare, să se ia acele măsuri care să împiedice apariția unor concentrări intense de cîmp.

În faza de execuție, grija să continue în sensul respectării tehnologiei de fabricație care să evite apariția unor alveole, fisuri, distribuții neuniforme de cîmp.

În faza de încercare se impune alegerea schemei corespunzătoare de evidențiere a descărcărilor și interpretarea corespunzătoare a datelor obținute.

Experimentele efectuate asupra unor scheme de izolație hîrtie-ulei, întîlnite în construcția transformatoarelor, scot în evidență faptul că degajarea hidrogenului este proporțională cu integrarea sarcinii descărcărilor parțiale în timp. De aici, rezultă posibilitatea de a aprecia starea de îmbunătățire a unei izolații, după conținutul de hidrogen degajat. Este de așteptat, ca rezultat al experimentărilor în curs, să poată fi date valori ale conținutului de hidrogen în gazul recoltat din transformator, care să indice probabilitatea apariției unui defect.

În cazul unor configurații de electrozi, cărora li se aplică o tensiune înaltă și între care există dispusă o izolație aer-ulei, apar concentrări intense de cîmp care sporesc numărul de purtători de sarcină ce exercită un efect mecanic asupra uleiului, formînd o serie de cratere în ulei. Numărul acestora depinde de numărul punctelor ce descarcă, iar diametrul lor depinde de tensiunea aplicată. Această tensiune (c.c. sau c.a.) are, de asemenea, influență asupra desfășurării procesului.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Relații de similitudine ale descărcărilor parțiale în alveolele din izolanți solizi. În : Electrotehnica **15**, nr. 4, 1967, p. 117—122.

[2] *James, R.E.* Discharge detection in high-voltage power transformers. În : Proc.IEE, vol. 177, nr. 7, 1970, p. 1352—1361.

[3] *Veverka, A., Hon, A.* Metodika mereni castecných vyboju v transformatorech. In : Elektr. Obz. **59**, cis. 5, 1970, p. 235—243.

[4] *Aigner, V.O.* Détection de l'effet de couronne dans les transformateurs. In : Rapp. 145, CIGRE, 1962.

[5] *Cavallius, H., Frixell, J.* Effet de couronne dans les transformateurs de puissance et probleme d'essai correspondants. Rapp. 104, CIGRE, 1962.

[6] *Chladek, J.* Beitrag zur problematik der impulse bei den Korona-entladungen im Festen Dielektrikum. In : Acta Technica CSAV **16**, nr. 5, 1971, p. 621—636.

[7] *Tănăsescu, Fl.* Influența unei alveole, închise într-un dielectric, asupra repartiției cîmpului electric și a mecanismului de apariție și desfășurare a descărcărilor parțiale. In : Electrotehnica **19**, nr. 1, 1971, p. 1—6.

[8] *Gemant, A., Philippoff, H.* Die Funkenstrecke mit Vorkondensator. In : Zeitschrift für Techn. Physik, **13**, 1932, p. 425—428.

[9] *Heller, B.* Die physikalischen Grundlagen der inneren Entladungevorgänge in festen Dielektrikum. In : Intern. Koloq. Elektr. Isolierstoffe und Hochspannungstechnik, Technische Hochschule Ilmenau, oct 1964, p. 25—35.

[10] *Bui-Ai.* Contribution a l'étude de la dégradation des isolants en feuilles sous l'action des décharges partielles. Thése de doctorat, Université de Toulouse, avril 1966.

[11] *Tănăsescu, Fl.* Contribuții la studiul unor fenomene caracteristice în tehnica măsurării descărcărilor parțiale. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Iași, 1968

[12] * * * Raportul grupei de lucru a specialiștilor comitetului de lucru 0—15. In : Electra, CIGRE, 1973—1974.

[13] *Tănăsescu, Fl.* Cellule à champ divergent pour l'étude du comportement des isolations électriques sous l'action des décharges partielles. In : RGE **78**, nr. 2, 1969, p. 123—126.

[14] *Avramescu, A.* ș. a. Studii, cercetări și realizări ale ICPE în domeniul descărcărilor parțiale în echipamentele de înaltă tensiune. A II-a conferință a electricienilor, București, 1969, secția 7, lucrarea 15.

[15] *Lacoste, R.* Méthodes nouvelles d'étude du phenomène d'ionisation. In : Bull. SFE **8**, serie III, nr. 26, 1962, p. 118—132.

[16] *Bui-Ai, Lacoste, R., Guyetand, A., Galand, J.* Etudes effectuées en 1970 par LCIE. Etude des phénomènes de décharges partielles. In : RGE **80**, nr. 3,1971, p. 229—235.

[17] * * * Mesures des décharges partielles. In : Document **42** (Bureau Central) 11. Jan. 1967.

[18] *Moraru, D., Popescu, Ch., Stoica, M., Tănăsescu, Fl.* Détection des dégradations produites par des décharges partielles pour les types d'isolation papier-huile. Rapp. 15—05, CIGRE, 1970.

[19] *Tropper, H.* The effect of dissolved gases on the electrical conduction and breakdown of insulating oil. În : J. Electrochem. Soc., **108**, nr. 2, 1961, p. 144.

[20] *Moraru, D.* Fenomenî vîdelenija gazov soprovojdaiuşcie ceasticinîe razriadî v bumajno-maslianoi izoliații. In : Lucrările ICPE, nr. 21, 1969, p. 107—113.

[21] *Rumel, Th.* Hochspannungs-Entladungschemie und ihre industrielle Anwendung. Oldenbourg Verlag, 1951.

[22] *Tănăsescu, Fl., Râulescu, I.* Mechanischer Effekt bei Teilent-landungen an Grenzflächen zwischen Luft und Öl. In : ETZ-A **90**, nr. 15, 1969, p. 377—379.

[23] *Kieback, D.* Der Oeldurchschlag bei Wechselspannung. Teză de doctorat, Berlin, 1969.

[24] *Tănăsescu, Fl. Susea, A.* Die Bestimmung des durch Teilent-ladungen amEingang eines Messkreises erzeugten Impulses aus den Kenngrossen des am Ausgang aufgenommenen Impulses. In : Archiv für Elektr. **53**, 1970, nr. 6, p. 391—396.

[25] *Tănăsescu Fl.* Die Umrechung des von einer Teilentladung erzeugten Originalimpulses, wobei die zwischen „Erscheinung" und „Messen" eingeschalteten Verzerrungskreise berucksichtigt werden. In : Archiv für Technisches Messen, Blatt V 3361—2, Okt. 1971, p. 197—202.

Intrat în redacție la 10.IV.1974

Determinarea caracteristicii mecanice a motorului asincron liniar cu indus masiv

RADU ANDREI şi LAURA ANDREI — Bucureşti

CZ 621.313.333

Introducere

Ridicarea experimentală, în condiţii de laborator, a caracteristicii mecanice $F = f(v_2)$ la motoarele liniare, este împiedicată de imposibilitatea utilizării unei căi de rulare lungi. Din acest motiv au fost imaginate instalaţii şi procedee de încercare, care să înlăture inconvenientul amintit. Dintre ele, doar două [3], [4], par a fi demne de luat în consideraţie, deşi prezintă neajunsuri importante.

Prima metodă foloseşte un indus de formă disc, inductorul maşinii liniare fiind montat tangenţial la o anumită roată a circumferinţei acestuia. Încărcarea motorului liniar se realizează prin variaţia cuplului unei maşini de c.c., pe axul căreia este montat discul. Metoda introduce erori sistematice de măsură apreciabile, deoarece indusul nu are o mişcare de translaţie în lungul maşinii liniare şi ocupă o poziţie asimetrică faţă de inductor.

În cel de al doilea procedeu, un indus platbandă, ghidat cu role, se poate deplasa pe mijlocul întrefierului format de cele două armături inductoare. Încărcarea se face cu greutăţi printr-un sistem de scripeţi. Viteza de regim permanent pentru o anumită încărcare se determină grafic, ridicîndu-se experimental curba spaţiu-timp pe care o descrie indusul mobil. Metoda înlătură dezavantajele celei precedente, dar este incomodă, motorul trebuind cuplat şi decuplat de la reţea manual la fiecare încercare. Precizia măsurătorilor este mică, procedeul de determinare a vitezei fiind grafic.

Instalaţia şi procedeul descris în cele ce urmează înlătură neajunsurile de mai sus. Rezultatele experimentale obţinute sînt confruntate cu cele deduse teoretic de autor în [2].

După cum se vede în figura 1, cele două armături ale inductorului *1* sînt prinse de un cadru mobil *2*, care se poate deplasa în lungul indusului *3*. Sprijinirea întregului ansamblu mobil, precum şi ghidarea din timpul mişcării se face pe şină. De cadrul mobil pot fi ataşate motoare liniare plane de diverse dimensiuni, iar rolele de ghidare 7 pot fi deplasate lateral, asigurînd o distanţă corespunzătoare grosimii şinei folosite.

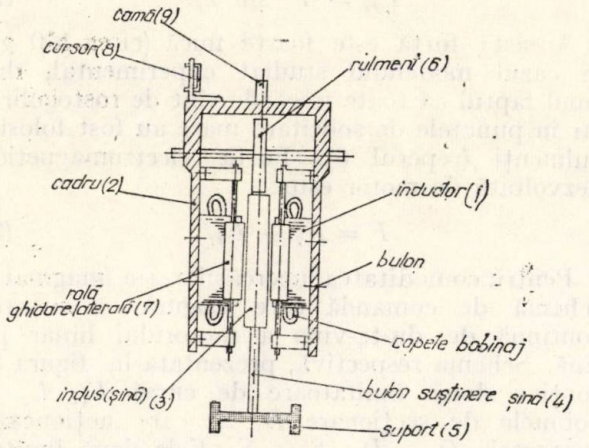


Fig. 2. Ansamblul instalaţiei de încercare.

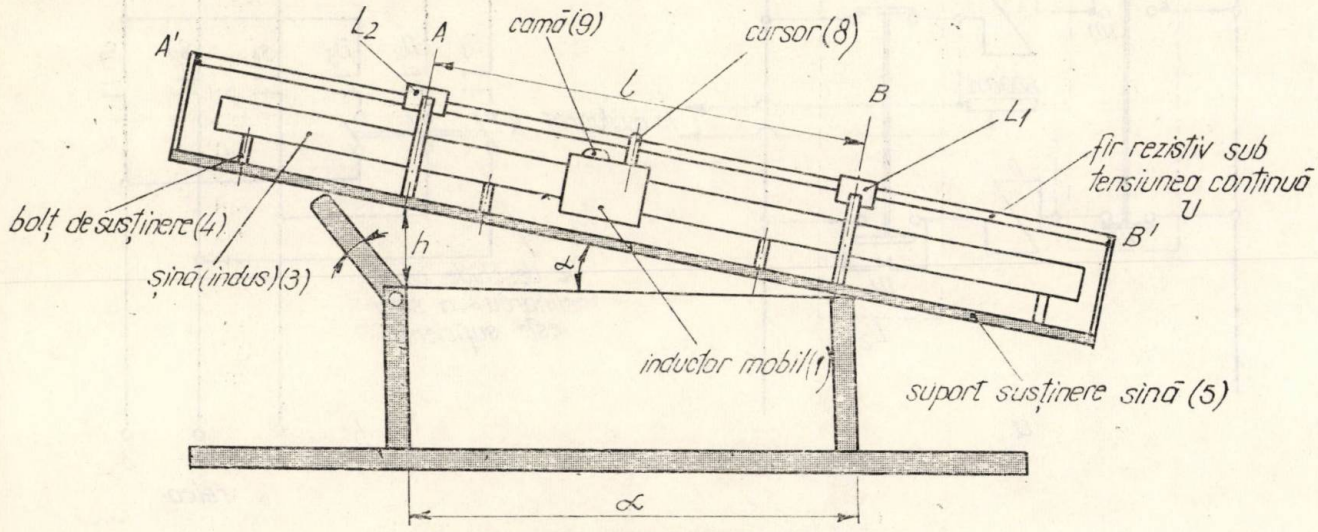


Fig. 1. Motor asincron liniar ghidat pe şină.

*) ing. *Andrei Radu* este asistent la Catedra de maşini electrice din I.P. Bucureşti, iar *Andrei Laura* este inginer proiectant la „Electrouzinproiect" din Bucureşti.

Șina montată pe un suport poate fi înclinată la un unghi dorit α, în așa fel, încît la deplasarea motorului liniar de la B' spre A', acesta să dezvolte o forță utilă :

$$F_2 = G \cdot \sin \alpha = G \frac{h}{\sqrt{h_2 + d^2}}, \qquad (1)$$

unde : G este greutatea ansamblului mobil, iar d și h sînt distanțele din figura 2.

Forța de frecare se poate considera, practic, constantă, independentă de viteza de deplasare a motorului. Ea se determină prin înclinarea progresivă a șinei pînă la un unghi α_{fr}, pentru care inductorul montat pe cadrul de susținere începe să se deplaseze încet pe pantă. Evident, forța de frecare este :

$$F_{fr} = G \cdot \sin \alpha_{fr}. \qquad (2)$$

Această forță este foarte mică (circa 100 gf) în cazul modelului studiat experimental, dat fiind faptul că toate frecările sînt de rostogolire, iar în punctele de solicitare mare au fost folosiți rulmenți (reperul 6). Forța electromagnetică dezvoltată de motor este :

$$F = F_2 + F_{fr}. \qquad (3)$$

Pentru comoditatea încercărilor, s-a imaginat o schemă de comandă care asigură o mișcare continuă de du-te-vino a motorului liniar pe șină. Schema respectivă, prezentată în figura 3, conține două limitatoare de cursă L_1, L_2 și bobinele de secționare D, S, care acționează contactele $D_1 - D_3$, $S_1 - S_3$. Cele două limitatoare de cursă conțin fiecare cîte un contact N.I. și unul N.D. și sînt acționate de cama *9* în momentul cînd motorul trece prin dreptul tijelor care le susțin.

Între punctele A și B, în care sînt montate limitatoarele de cursă L_1 și L_2, este o distanță de circa 1 m, lungimea totală a șinei A' B' nedepășind 4 m.

Dacă se au în vedere figurile 2 și 3, se poate urmări modul în care motorul liniar execută mișcarea alternativă de du-te-vino pe șină. Rețeaua trifazată alternativă fiind conectată, întrerupătorul K închis și schema de comandă alimentată se împinge motorul spre capătul B' al șinei. În momentul cînd trece prin dreptul punctului B acționează limitatorul de cursă L_1, bobina S primește alimentarea și contactele principale $S_1 - S_3$ se închid. Se închide și contactul de autoreținere S_4. Motorul intră în frînare contracurent pe porțiunea BB', se oprește și apoi începe să se deplaseze de la B' spre A'. În momentul cînd trece din nou prin dreptul punctului B, limitatorul L_1, deși este acționat, bobina S nu pierde alimentarea. Aceasta pierde alimentarea în momentul în care motorul trece prin dreptul punctului A și este acționat limitatorul L_2. Limitatorul de cursă L_2 comandă, în această situație, pierderea alimentării bobinei S și punerea sub tensiune a bobinei D. Se închid contactele $D_1 - D_3$, care fac ca motorul să frîneze contracurent pe porțiunea AA' și contactul de autoreținere D_4. În momentul în care motorul trece din nou prin punctul A, venind de la A' spre B', limitatorul L_2, deși acționat, bobina D pierde alimentarea. D pierde alimentarea în momentul în care motorul ajunge în dreptul punctului B și este acționat L_1. Procesul se repetă.

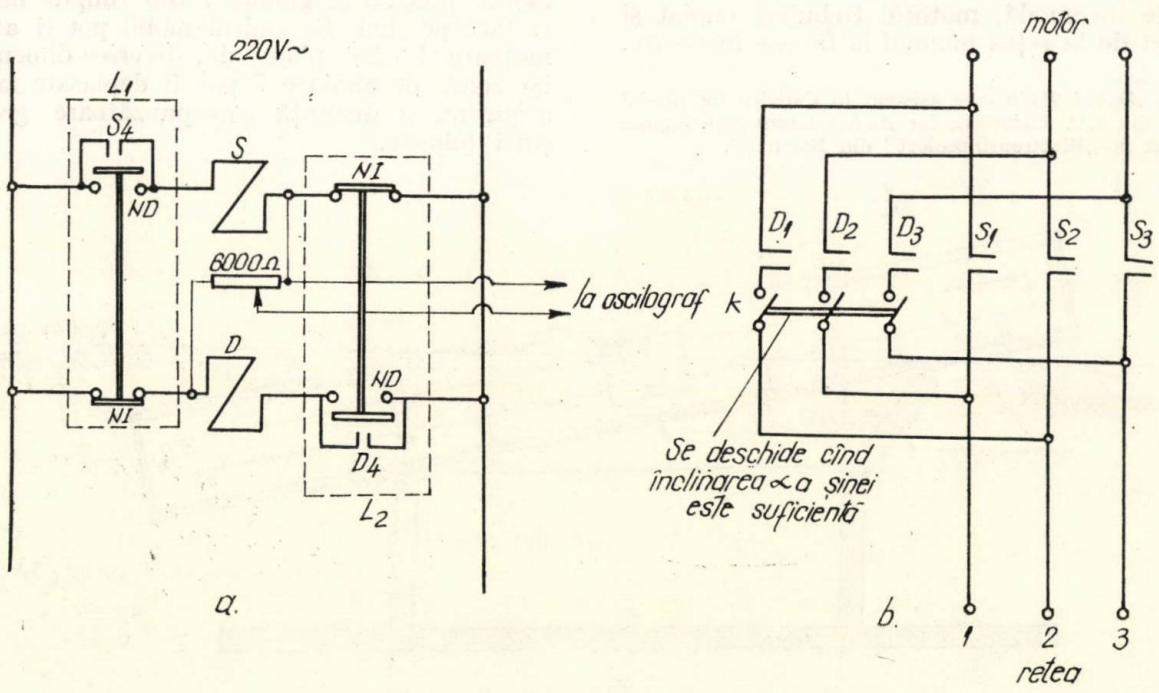


Fig. 3. *a* — Schema de comandă a alimentării motorului; *b* — alimentarea motorului de la rețea.

În situația în care unghiul α de înclinare a șinei este suficient, se deschide întrerupătorul K, din schema de alimentare a motorului. În acest fel motorul ajuns în punctul A, deși comandă prin L_2 alimentarea bobinei D, nu mai este frînat contracurent pe porțiunea AA', ci pierde doar alimentarea. Are loc o frînare în contrapantă, după care motorul alunecă liber pe planul înclinat pînă în B, unde este acționat limitatorul L_1, se produce frînarea contracurent pe porțiunea BB' etc.

Determinarea vitezei de regim permanent a motorului se face prin măsurarea cu exactitate a timpului în care este parcursă distanța AB, notată cu l pe figura 2. Pentru această măsurare, în schema de comandă (fig. 3) s-a montat o rezistență R de valoare mare (circa 1 kΩ), care să nu influențeze funcționarea acesteia. De pe această rezistență este culeasă potențiometric o tensiune redusă (2—3 V), care alimentează bucla unui oscilograf. În momentele în care motorul trece prin dreptul punctelor A și B, limitatoarele L_1 și L_2 fac ca rezistența R să piardă alimentarea pentru un scurt moment de timp. Se oscilografiază tensiunea de 50 Hz, culeasă potențiometric de pe această rezistență, în situația în care motorul urcă panta. Numărarea pulsurilor tensiunii de 50 Hz, între cele două întreruperi, ne dă cu exactitate timpul în care a fost parcursă distanța l și, deci, viteza v_2 de deplasare a motorului.

Pentru a fi siguri că s-a determinat viteza de regim permanent a motorului, pe o altă buclă a aceluiași oscilograf s-a înregistrat și o tensiune continuă U_e, culeasă de pe un fir

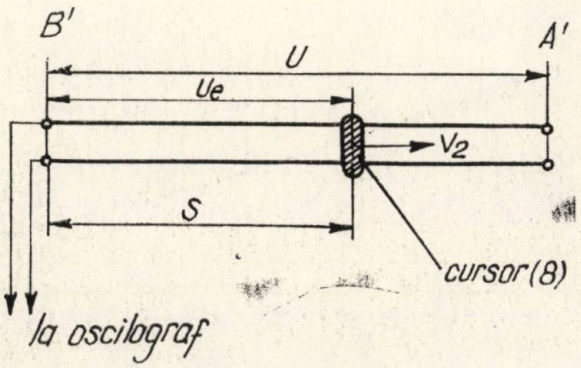


Fig. 4. Oscilografierea curbei $S = f(t)$.

rezistiv (10), supus la o tensiune de circa 2—3 V. Variația acestei tensiuni în cursul deplasării motorului de la B' spre A', reprezintă, la altă scară, curba spațiu funcție de timp la încărcarea F_2. Pentru ca v_2 determinat să fie viteza de regim permanent, trebuie ca porțiunea din oscilograma (a), limitată de cele două întreruperi, să se încadreze în porțiunea liniară a curbei $U_e = f(t)$, (oscilograma b).

În figura 4 este arătat modul în care se culege tensiunea U_e, în figura 5 (fotografie) este arătată

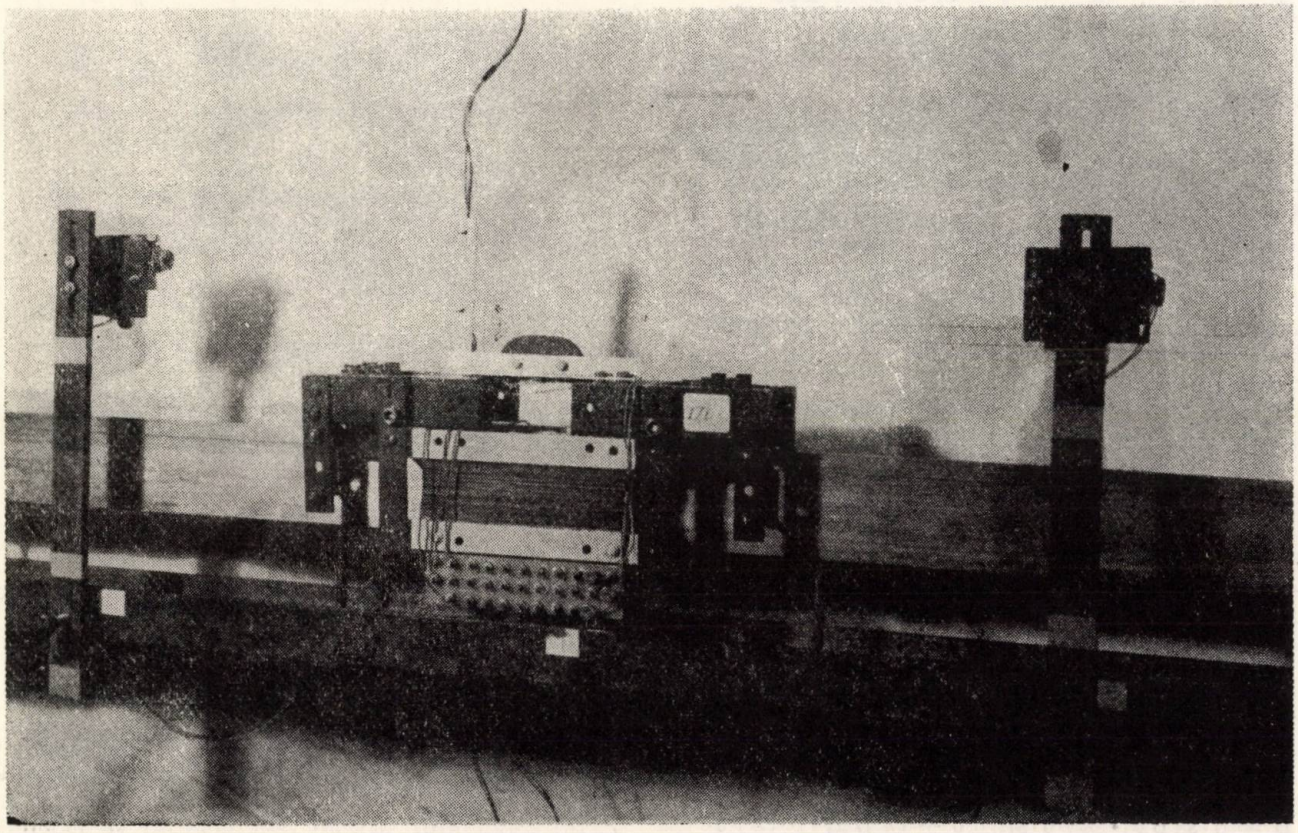


Fig. 5. Instalația realizată practic (fotografie).

instalația realizată experimental, iar în figura 6 se vede modul în care apar, înregistrate pe osciograf, cele două tensiuni (oscilograma a și b).

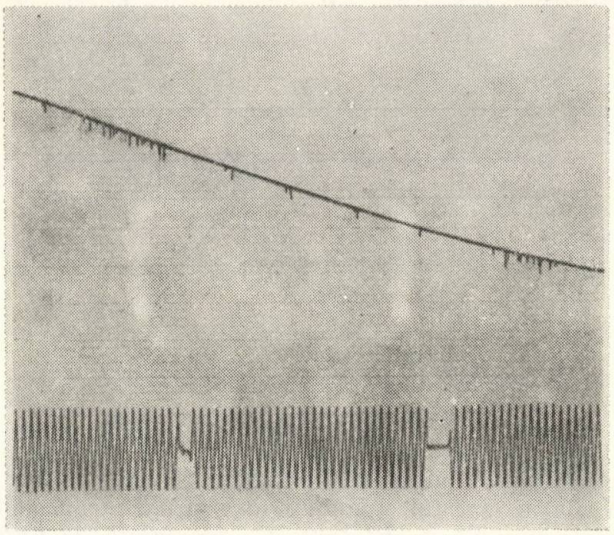


Fig. 6. Oscilogramele care permit deducerea vitezei de regim permanent v_2 (fotografie).

Rezultate teoretice și experimentale

În [2] s-a obținut, pentru forța de tracțiune dezvoltată de motorul asincron liniar plan cu indus neferomagnetic masiv, următoarea expresie :

$$F_x = \frac{1}{4} K_i(s) \cdot \frac{\mu_0^2}{\rho_e} \cdot sv_1 \frac{q \cdot sh2p\theta + p \cdot \sin 2q\theta}{pq\,|K|^2} \cdot a_{1m}^2 \cdot L \cdot l_1, \quad (4)$$

unde :

$\rho_e = K_r \cdot \rho$ este rezistivitatea echivalentă a materialului indusului, ce ține seamă de „efectul transversal" (coeficientul K_r funcție de l_1 și l_2 este dat în [1]) ; $K_i(s)$ — factorul de influență al „fenomenului de margine la intrare" asupra forței de tracțiune [1] ; L — lungimea de calcul a motorului ; a_{1m} — amplitudinea păturii de curent inductoare, creată de o singură armătură ; 2θ — grosimea indusului ; s, v_1 — alunecarea și viteza de sincronism.

Expresiile celorlalte mărimi care intervin în relația (4) sînt :

$$p = \sqrt{\frac{1}{2}(r + \beta^2)}; \quad q = \sqrt{\frac{1}{2}(r + \beta^2)}, \quad (5)$$

unde :

$$\beta = \frac{\pi}{\tau} ; \quad r = \sqrt{\beta^4 + \left(\frac{\mu_0}{\rho_e} \cdot s\omega_1\right)^2}$$

$$|K|^2 = A^2 + B^2, \quad (6)$$

iar :

$$A = \beta \cdot sh\beta\alpha_1 \cdot ch\,p\theta \cdot \cos q\theta + ch\beta\alpha_1 (p \cdot sh\,p\theta \cdot \cos q\theta - q \cdot ch\,p\,\theta \sin q\theta),$$

$$B = \beta \cdot sh\beta\alpha_1 \cdot sh\,p\theta \cdot \sin q\,\theta + ch\,\beta\alpha_1 (p \cdot ch\,p\theta \cdot \sin q\theta + q \cdot sh\,p\theta \cdot \cos q\theta),$$

d_1 fiind mărimea interstițiului de aer dintre indus și inductor.

Reamintim că expresia (4) a fost dedusă în ipoteza luării în considerație a efectului pelicular din indus.

Calculul analitic al curbei $F_x = f(s)$, la $a_{1m} =$ = ct, a fost făcut pe un calculator numeric, după organigrama din figura 7.

Încercările experimentale au fost făcute, pe un model cu următorii parametrii constructivi : $l_1 = 6$ cm, $l_2 = 10$ cm, $2\theta = 1$ cm, $d_1 = 0{,}15$ cm, $\tau = 5{,}4$ cm, $L = 20$ cm, $\rho_e = 4{,}6 \cdot 10^{-8}\ \Omega$ m, $f_1 = 50$ Hz. Amplitudinea păturii de curent inductoare $a_{1m} = \sqrt{2} \cdot 200\ A/\text{cm}$ a fost menținută

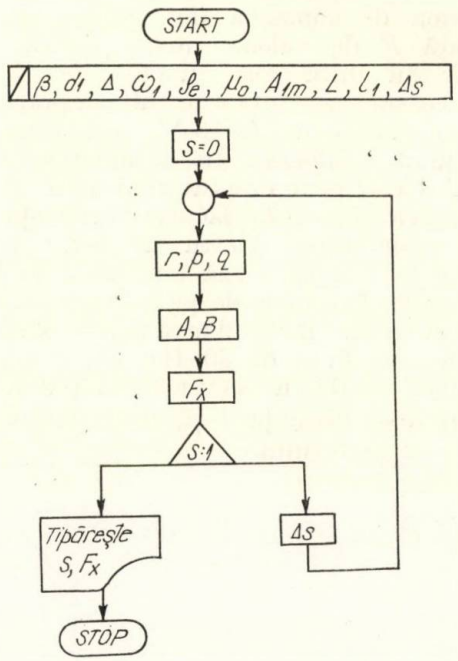


Fig. 7. Organigrama de calcul a curbei $F_x = f(s)$.

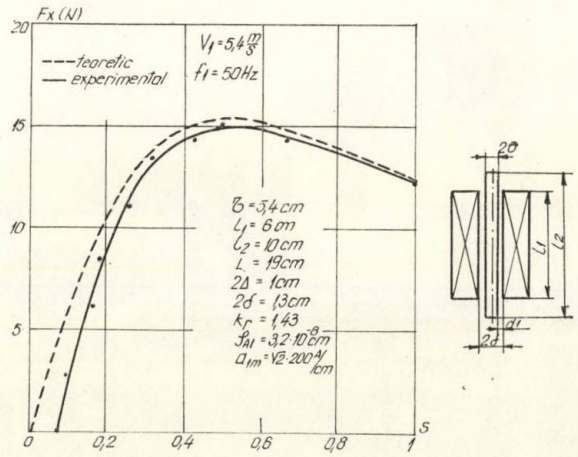


Fig. 8. Caracteristica mecanică a motorului liniar realizat ; *a* — teoretic ; *b* — experimental.

constantă prin variația tensiunii de alimentare la fiecare încărcare a motorului. Variația factorului $K_i(s)$, fiind foarte aproape de unitate în cazul modelului studiat, s-a neglijat în calculul analitic al forței. În figura 8 se arată caracteristica

mecanică teoretică (a) și experimentală (b) pentru motorul încercat.

5. Concluzii

În lucrare se prezintă o instalație de laborator care permite ridicarea cu ușurință a caracteristicii mecanice la motoarele asincrone plane cu indus masiv. Modul în care a fost concepută instalația, permite încercarea unei game de motoare cu dimensiuni diferite, folosind același cadru mobil de ghidare pe șină.

Determinările se fac comod și sînt foarte exacte, înlăturîndu-se atît erorile sistematice, cît și cele de măsură ale celorlalte procedee.

În [2], a fost stabilită expresia forței de tracțiune la curent constant (se cunoaște amplitudinea păturii de curent inductoare), precum și la tensiune constantă, calculîndu-se parametrii schemei echivalente.

Încercările experimentale, din cadrul acestei lucrări, au avut drept scop verificarea relației de calcul (4). Astfel, în cursul determinărilor, tensiunea de alimentare a fost modificată pentru fiecare grad de încărcare a motorului în așa fel, încît curentul absorbit să rămînă același. Ridicarea caracteristicii mecanice la tensiune constantă se face mai comod, nefiind necesară o astfel de manevră.

Cu privire la instalație, se mai poate sublinia că aceasta este ieftină și ușor de realizat.

Bibliografie

[1] *Andrei, R.* Forțe normale și tangențiale la motorul asincron liniar de mare viteză. În : Electrotehnica, nr. 2, 1973, pag. 49—55.

[2] *Andrei, R.* Motorul asincron liniar de mare viteză cu canal axial în indus. În : Electrotehnica, nr. 10, 1973.

[3] *Dîmboiu, E.* Contribuții la studiul motorului liniar cu cîmp mobil. Rezumatul tezei de doctorat, 1970, Inst. Politehnic — Brașov.

[4] *Fireteanu, V.* și *Stanciu, D.* Studiu experimental asupra cîmpului magnetic și forței motorului de inducție liniar. În : Electrotehnica, nr. 2, 1972, pag. 53—57.

[5] *Jufer, M.* Determination des caractéristiques spécifiques du moteur linéaire. În : R.G.E., t. 80, nr. 2, 1971, pag. 105—113.

[6] *Jufer, M.* și *Warve, N.* Le moteur linéaire. Développement théorique et application. În : Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, t. 63, nr. 115, 1972, pag. 844—856.

[7] *Weh, H., Grumbkow, P.* și *Mosebach, N.* Kraftwirkungen orthogonal zur Bewegungsrichtung bein asynchronen Linearmotor. În : E.T.Z. — A, B. 93, H. 1, 1972, pag. 1—7.

Intrat în redacție la 2. X. 1973

Caracteristicile mecanice statice ale motoarelor asincrone liniare plane

CAROL SAAL și OVIDIU PEȘTEANU* — Brașov

CZ 621.313

1. Introducere

În prezent se manifestă un interes sporit față de motoarele asincrone plane trifazate cu cîmp progresiv, justificat de o serie de aplicații în diferite domenii. Perspectivele utilizării acestor motoare fac necesară, printre altele, cunoașterea caracteristicilor mecanice statice, respectiv, dependența dintre forța electromagnetică dezvoltată și alunecarea indusului, în condițiile unei forțe dinamice nule.

La determinarea expresiei analitice a forței electromagnetice a unui motor asincron liniar plan trebuie să se țină seama de existența diferitor fenomene, printre care efectul de capăt longitudinal (fenomenul de stator plan scurt și fenomenele de margine de intrare și de ieșire [1]), ca și a efectului de capăt transversal. În cazul motoarelor asincrone liniare plane, avînd viteza de sincronism inferioară lui 10 m/s și un număr de perechi de poli mai mare decît trei, influența efectului de capăt longitudinal poate fi neglijată. Efectul de capăt transversal apare și în cazul motorului asincron rotativ, cu rotorul în formă de pahar ; acest efect a fost amănunțit studiat atît teoretic, cît și experimental, cu anumite prioritați, în literatura românească de specialitate [2], [3], [1].

Folosind rezultatele obținute în lucrările susmenționate, în acest articol se capătă o expresie sintetică analitică pentru caracteristica mecanică statică naturală a motorului asincron liniar plan ceea ce permite să se studieze analitic și caracteristicile mecanice artificiale reostatice ale motorului asincron liniar.

2. Caracteristica mecanică statică naturală

La frecvența industrială efectul pelicular din indusul bandă al motorului liniar este neglijabil, deoarece grosimea indusului $\Delta \leqslant 4$ mm este mică, în raport cu adîncimea echivalentă de pătrundere a cîmpului electromagnetic în indus [5]. Coeficientul ε, introdus în lucrarea [1], îndeplinește și în cazul motoarelor liniare suficient de late ($l_i/\tau > 1$) condiția $\varepsilon \ll 1$. Așadar, reactanța de scăpări a indusului, raportată la o fază a inductorului $X'_{\sigma 2}$, care poate fi scrisă sub forma $\varepsilon R'_2/s$, este neglijabilă în raport cu R'_2/s. Neluînd în considerație pierderile în fier,

*) Dr. ing. *C. Saal* este profesor, iar ing. *O. Pește anu* este asistent la Catedra de electrotehnică a Universității din Brașov.

reprezentarea în complex a curentului dintr-o fază a inductorului are, deci, expresia :

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{R_1 + jX_{\sigma 1} + \dfrac{jX_m \dfrac{R_2'}{s}}{jX_m + \dfrac{R_2'}{s}}}, \qquad (1)$$

în care : X_m reprezintă reactanța circuitului magnetizant, iar [1] :

$$R_2' = m_1 (w_1 k_{w1})^2 \frac{2 \rho l_i}{p \Delta \tau} k_r. \qquad (2)$$

În ultima relație l_i este lățimea ideală a inductorului, pentru care se poate folosi relația :

$$l_i = l_1 + 2 \delta'' \frac{b_d}{t}, \qquad (3)$$

în care : l_1 este lățimea pachetului de tole al inductorului, δ'' este lățimea întrefierului echivalent, b_d este lățimea (minimă) a unui dinte al inductorului, iar t este pasul dentar al inductorului. În relațiile anterioare ρ reprezintă rezistivitatea indusului, k_r fiind coeficientul de creștere a rezistenței indusului datorită efectului de capăt transversal [1]. În expresia acestui coeficient se va lua drept lățime a inductorului lățimea sa ideală l_i, dată de relația (3).

Dacă M este cuplul electromagnetic dezvoltat de un motor asincron rotativ, cu rotorul în formă de pahar [1],

$$M = \frac{p^2 \delta'' l_i \tau B_{\delta m}^2}{\mu_0} \cdot \frac{k}{k_r}, \qquad (4)$$

forța electromagnetică dezvoltată de motorul liniar se poate determina cu ajutorul relației :

$$F = M \frac{\pi}{p \tau}; \qquad (5)$$

Coeficientul k din expresia (4) are valoarea :

$$k = s k_1, \qquad (6)$$

unde : s este alunecarea, iar k_1 coeficientul de calitate a motorului asincron liniar, avînd expresia :

$$k_1 = \frac{\omega_1 \mu_0 \Delta \tau^2}{\pi^2 \delta'' \rho}. \qquad (7)$$

Recurgînd la egalitățile prezentate în lucrarea [1],

$$B_{\delta m} = \frac{\mu_0 \tau A_m}{\pi \delta''} \cdot \frac{k_r}{k \sqrt{1 + (k_r/k)^2}},$$
$$A_m = \frac{m_1 \sqrt{2} w_1 k_{w1} I_1}{p \tau}, \quad \frac{k_1}{k_r} = \frac{X_m}{R_2'} = G, \qquad (8)$$

simultan cu utilizarea modulului relației (1) și a egalităților (4) și (5), se obține următoarea expresie analitică a forței electromagnetice, dezvoltată de motorul asincron liniar plan :

$$F = \frac{sF_m}{(1+s^2G^2)\left[\left(K_R + \dfrac{sG}{1+s^2G^2}\right)^2 + \left(K_\sigma + \dfrac{1}{1+s^2G^2}\right)^2\right]}, \qquad (9)$$

în care :

$$K_R = \frac{R_1}{X_m}, \quad K_\sigma = \frac{X_{\sigma 1}}{X_m}, \qquad (10)$$

$$F_m = \frac{m_1 U_1^2 G}{2 f_1 \tau X_m}. \qquad (11)$$

Extremele funcției $F(s)$, dată de egalitatea (9), au loc pentru alunecările critice :

$$\pm s_c = \pm \frac{1}{G} \sqrt{\frac{R_1^2 + X_0^2}{R_1^2 + X_{\sigma 1}^2}}, \qquad (12)$$

cu :

$$X_0 = X_{\sigma 1} + X_m. \qquad (13)$$

Forța critică sau maximă în regim de motor este :

$$F_{cm} = F(s_c) = \frac{A}{R_1 X_m + \sqrt{(R_1^2 + X_{\sigma 1}^2)(R_1^2 + X_0^2)}}, \qquad (14)$$

unde, cantitatea A este dată de egalitatea :

$$A = \frac{m_1 \pi U_1^2 X_m}{2 \omega_1 \tau} \; [N \, \Omega^2]. \qquad (15)$$

Folosind mărimile s_c și F_{cm}, după calcule elementare, se obține o dependență $F(s)$ asemănătoare cu formula lui Kloss nesimplificată [4], cunoscută din teoria motorului asincron convențional, dar care nu coincide cu ea,

$$F = \frac{2 (1 + \alpha s_c) F_{cm}}{\alpha \left(s + \dfrac{s_c^2}{s}\right) + 2}, \qquad (16)$$

în care, coeficientul adimensional α este furnizat de egalitatea

$$\alpha = \frac{R_1^2 + X_{\sigma 1}^2}{R_1 X_m} G. \qquad (17)$$

În relația (16), care poate servi drept expresie analitică a caracteristicii mecanice statice a motorului asincron plan polifazat, ca și în relația (9), nu mai intervin parametrii electromagnetici ai motorului.

Evident că, forța electromagnetică dezvoltată de motor la pornire va fi $F(1)$, respectiv :

$$F_p = \frac{2(1 + \alpha s_c) F_{cm}}{\alpha(1 + s_c^2) + 2}. \qquad (18)$$

3. Caracteristici mecanice statice artificiale reostatice

O particularitate importantă a motorului asincron liniar plan cu cîmp progresiv o constituie faptul că indusul bandă este, în general, impus și, deci, rezistența echivalentă pe fază a indusului nu poate fi modificată. De aceea, caracteristicile mecanice reostatice se vor obține prin modificarea rezistenței active echivalente pe fază a inductorului. În cele ce urmează se va presupune că această modificare are loc simetric pe fazele inductorului, prin înseriere de rezistoare.

Din analiza egalității (14) reiese că forța critică nu poate depăși o valoare F_0, ce s-ar atinge pentru o rezistență echivalentă pe fază a inductorului ce ar tinde spre zero :

$$F_0 = \lim_{R_1 \to 0} F_{cm} = \frac{A}{X_0 X_{\sigma 1}}. \qquad (19)$$

Alunecarea critică s_0 corespunzătoare forței critice maxime F_0 este :

$$s_0 = \lim_{R_1 \to 0} s_c = \frac{X_0}{X_{\sigma 1} G}, \qquad (20)$$

aceasta fiind, de asemenea, o valoare maximă a alunecării critice. În scrierea relației (20) s-a avut în vedere egalitatea (12).

Alunecarea critică nu poate însă scădea sub valoarea $s_m = 1/G$, care ar corespunde unei rezistențe infinit de mare pe fază în inductor. Într-adevăr :

$$s_m = \lim_{R_1 \to \infty} = \frac{1}{G}. \qquad (21)$$

Este limpede că forța critică va tinde spre zero, simultan cu tinderea spre infinit a rezistenței echivalente pe fază a inductorului.

Pentru o generalizare mai mare, graficele mărimilor F_{cm}/F_0 și s_c s-au redat în funcție de coeficientul K_R, dat de egalitatea (10), pentru un exemplu concret. Se face observația că, punctul de inflexiune a curbei $s_c(K_R)$ are întotdeauna abscisa :

$$K_{R\,i} = \frac{R_{1i}}{X_m} = \frac{1}{X_m}\sqrt{\frac{X_0(\sqrt{X_0^2 + 3X_{\sigma 1}^2} - X_0}{3}}. \qquad (22)$$

Eliminînd parametrul R_1 între relațiile (12) și (14), în prima luîndu-se numai semnul +, se obține expresia analitică a locului geometric corespunzător punctelor de maxim ale caracteristicilor mecanice statice artificiale reostatice, în regim de motor :

$$F_{cm} = \frac{A(s_c^2 G^2 - 1)}{X_m\sqrt{(X_0^2 - s_c^2 G^2 X_{\sigma 1}^2)(s_c^2 G^2 - 1) + (X_0^2 - X_{\sigma 1}^2)s_c G}}, \qquad (23)$$

graficul $F_{cm}/F_0 = f(s_c)$ s-a trasat în figura 2, pentru un exemplu concret.

4. Verificări efectuate

Pentru constatarea valabilității expresiei analitice (16) a caracteristicii mecanice statice naturale a motoarelor asincrone liniare plane

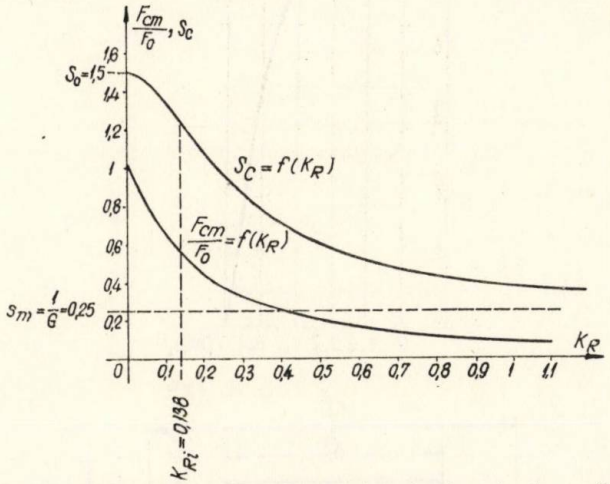


Fig. 1. Graficele funcțiilor F_{cm}/F_0 și s_c în funcție de coeficientul K_R, pentru un motor asincron liniar plan avînd $K_{\sigma R} = 0,2$ și $G = 4$.

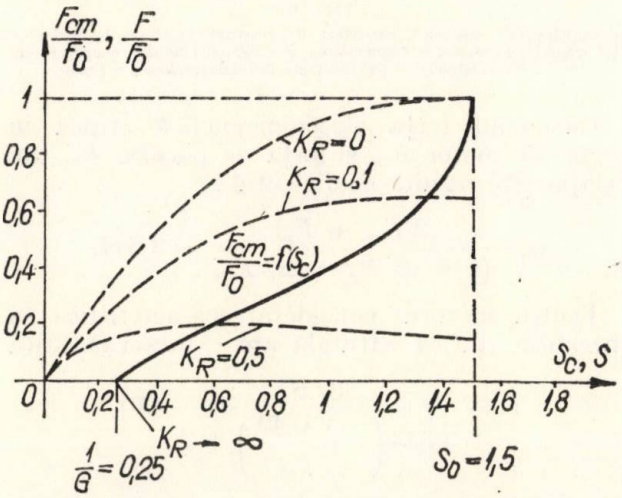


Fig. 2. Graficele funcțiilor F_{cm}/F_0 în funcție de alunecarea critică s_c (linie plină) și F/F_0 în funcție de alunecare (linie punctată), ultimele pentru trei valori ale lui K_R, la un motor asincron liniar plan avînd $K_\sigma = 0,2$; $G = 4$ și $\alpha = 3$.

cu cîmp progresiv au fost întreprinse unele verificări indirecte. În acest scop s-a utilizat, printre altele, caracteristica forței electromagnetice, în funcție de viteză, pentru motorul liniar tip S.118 cu stator unilateral și indus Cu—Fe, avînd următoarele caracteristici [6] :

$v_s = 8$ m/s ; $s_c = 0,7$; $F_{cm} = 58$ N ; $F_p = 55,5$ N

Acestea rezultă și din graficul caracteristicii mecanice statice naturale a motorului menționat, redat în figura 3; în aceeași figură s-au indicat, conform [6], și unele detalii constructive.

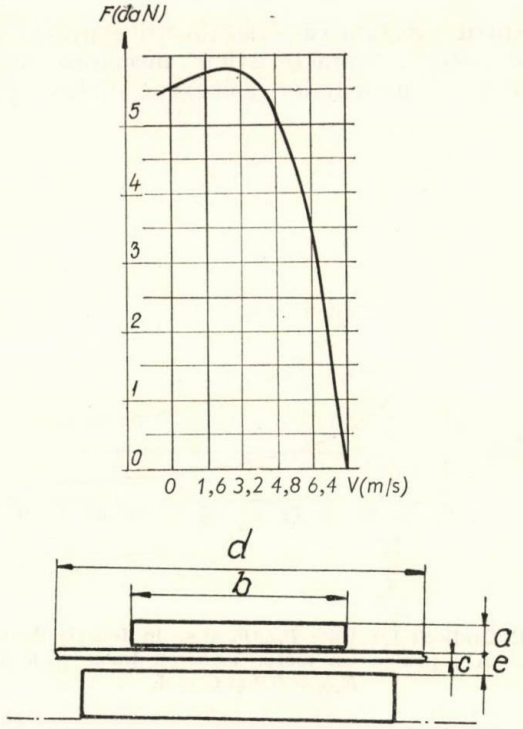


Fig. 3. Date ale motorului liniar plan asincron tip S. 118 [6]:

a) caracteristica mecanică naturală; *b*) circuitul magnetic de închidere: oțel magnetic, grosime a = 7 mm; lățime b = 200 mm; indusul: cupru, grosime c = 2 mm și lățime d = 340 mm; întrefierul de grosime e = 7 mm.

Cunoscînd forța electromagnetică critică în regim de motor F_{cm} și forța de pornire F_p, din relația (18) rezultă coeficientul:

$$\alpha = \frac{2(F_{cm} - F_p)}{(1 + s_c^2)\, F_p - 2s_c\, F_{cm}} = 3{,}344.$$

Pentru motorul considerat, caracteristica sa mecanică statică naturală are expresia analitică

$$F = \frac{387{,}57}{3{,}344\left(s + \dfrac{0{,}49}{s}\right) + 2} \quad [N],$$

obținută utilizînd expresia (16).

Efectuînd calculele pentru unele viteze, se obțin valorile prezentate în tabela 1.

Tabela 1

v [m/s]		0	1	2,4	3	5	7	8
F[N]	experimental	55,5	56,7	58	57,6	49,7	23,7	0
	calculat	55,5	57	58	57,7	50,8	24,9	0

5. Concluzii

Utilizînd rezultatele unor lucrări românești, s-a determinat expresia analitică a caracteristicii mecanice statice naturale pentru motoarele asincrone liniare plane polifazate cu cîmp progresiv, cu îndeplinirea condițiilor: viteza de sincronism inferioară sau egală cu 10 m/s; grosimea indusului bandă inferioară sau egală cu 4 mm; lățimea motorului suficient de mare ($l_i/\tau > 1$). Prin transformarea expresiei analitice a caracteristicii mecanice s-a obținut o altă formă relativ mai simplă și mai ușor de manipulat în practică. Verificările indirecte, efectuate pe motoare de fabricație franceză, indică o bună concordanță între datele experimentale și rezultatele teoretice.

Analiza ecuației caracteristicii mecanice a permis obținerea de rezultate inedite referitoare la caracteristicile mecanice statice artificiale reostatice ale motorului asincron liniar plan cu cîmp progresiv. Acestea au fost studiate în ipoteza variației simetrice a rezistenței echivalente pe fază inductoare. Alunecarea critică scade cu creșterea acestei rezistențe, neputînd însă scădea sub o valoare egală cu inversul factorului de calitate G.

Locul geometric al punctelor de maximum ale caracteristicilor mecanice statice artificiale reostatice, obținut în lucrare, prezintă unele avantaje de ordin practic. El oferă posibilitatea determinării forței electromagnetice critice, ca și a alunecării critice, pentru o anumită valoare impusă rezistenței echivalente pe fază a înfășurării inductorului.

Lista simbolurilor principale

A_m — amplitudinea păturii de curent inductoare;
$B_{\delta m}$ — amplitudinea inducției magnetice rezultante din întrefier;
b_d — lățimea (minimă) a unui dinte statoric;
$f_1 = \omega_1/2\pi$ — frecvența tensiunilor de alimentare ale înfășurărilor inductorului;
F — forța electromagnetică dezvoltată de motorul liniar;
$G = X_m/R_2' = k_1/k_r$ — factorul de calitate al motorului asincron liniar;
I_1 — valoarea efectivă a intensității curentului dintr-o fază a inductorului;
k_1 — coeficientul de calitate al motorului asincron liniar;

$$k = sk_1;$$

k_r — coeficientul de majorare a rezistenței indusului datorită efectului de capăt transversal;

$$K_R = R_1/X_m;$$

$$K_\sigma = X_{\sigma l}/X_m;$$

k_{w1} — factorul de înfășurare al inductorului;
l_1 — lățimea pachetului de tole al inductorului;
l_i — lățimea ideală a inductorului;
m_1 — numărul de faze ale înfășurării inductoare;
p — numărul de perechi de poli;
R_1 — rezistența echivalentă pe fază a înfășurării inductorului;
R_2' — rezistența indusului, raportată la o fază a inductorului;

s — alunecarea;
t — pasul dentar al inductorului;
U_1 — valoarea efectivă a tensiunii de fază a motorului liniar;
v — viteza liniară;
v_s — viteza liniară de sincronism;
w_1 — numărul echivalent de spire înseriate pe o fază a înfășurării inductorului;
X_m — reactanța circuitului magnetizant;
$X_{\sigma 1}$ — reactanța de scăpări pe fază a înfășurării inductorului;
δ'' — lățimea întrefierului echivalent;
Δ — grosimea indusului;
μ_0 — permeabilitatea magnetică a vidului; $4\pi\ 10^{-7}[H/m]$;
ρ — rezistivitatea indusului;
τ — pasul polar al înfășurării inductoare.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I. S.* și *Fransua, A.* Tratat de mașini electrice, vol. 3, Mașini asincrone. București, Edit. Academiei R. S. România, 1971.
[2] *Moraru, A.* Rezistența rotorului în formă de pahar. În: Electrotehnica, **5**, nr. 5, 1957, p. 153—156.
[3] *Fransua, A.* Considerații asupra funcționării motorului asincron bifazat cu rotor în formă de pahar. În: Electrotehnica, **7**, nr. 5, 1959, p. 161—167.
[4] *Saal, C.* Acționări electromecanice. Comportarea motoarelor electrice uzuale. Alegerea motoarelor. Institutul politehnic Brașov, 1970.
[5] *Boldea, I.* Contribuții privind fenomenele specifice și calculul electromagnetic al motoarelor trifazate plane liniare. Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia", Timișoara, 1972.
[6] * * * Fascicule 31. Inducteur S.118 pour moteur linéaire type S. Grenoble, Le moteur linéaire, 1973

Intrat în redacție la 29. X. 1973

Particularități în funcționarea motorului electric cu histerezis

N. GALAN — București

CZ 621.313.39

1. Introducere

Motoarele electrice cu histerezis încep să fie folosite din ce în ce mai mult în diferite sisteme de automatizare, sisteme giroscopice, sisteme de înregistrare sonoră și în alte domenii ale tehnicii. În același timp, acestea sînt motoarele electrice cele mai puțin studiate. Teoria acestor motoare nu poate fi considerată completă și, de asemenea, se constată că încă nu există o metodă practică de calcul. Adeseori nu se formulează clar specificul caracteristicilor de funcționare și cel al avantajelor pe care le prezintă motoarele cu histerezis. Această situație conduce adesea la faptul că acolo unde pot fi aplicate cu succes se folosesc totuși alte tipuri de motoare electrice sincrone, cu caracteristici de funcționare inferioare. La puteri foarte mici motoarele cu histerezis (micromotoarele cu histerezis) pot concura aproape orice tip de motor electric. Performanțele motorului cu histerezis depind direct de proprietățile materialelor magnetice din care este realizată zona activă a rotorului, de aceea multe din lucrările apărute sînt consacrate studiului materialelor magnetice cu histerezis, [3], [4], [5], [6], [7]. De precizat este faptul că, pentru puteri mari, de ordinul sutelor de wați, indicii energetici (randament, factor de putere), descresc în mod simțitor și utilizarea acestor motoare nu mai este rentabilă. Caracteristicile de funcționare ale motoarelor cu histerezis sînt influențate în mod sensibil și de alte elemente cum ar fi dimensiunile zonei active, întrefierul, parametrii statorici, [1], [2], [9], [10].

Dr. ing. *N. Galan* este șef de lucrări la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic — București.

După cum este cunoscut la micromotoarele electrice rezistența statorică R nu poate fi neglijată deoarece are valori mari și prin urmare influențează în mod sensibil caracteristicile de funcționare.

La motoarele electrice de putere mare influența rezistenței înfășurării statorice poate fi neglijată. Deoarece motoarele cu histerezis se utilizează numai la puteri mici și foarte mici rezultă că studiul influenței rezistenței înfășurării statorice asupra caracteristicilor de funcționare prezintă interes. Acest studiu se va efectua pe baza relațiilor stabilite în [9], [11], [12] atît pentru motorul cu histerezis cu cîmp radial, cît și pentru motorul cu histerezis cu cîmp tangențial.

2. Construcția și schema echivalentă a motorului cu histerezis

În acest studiu se va avea în vedere motorul electric cu histerezis trifazat. Din punct de vedere constructiv, motorul electric cu histerezis se compune dintr-un stator, care este la fel cu statorul oricărui motor de curent alternativ și un rotor format dintr-un butuc *1* și stratul activ (zona activă) *2* dispus pe butucul *1*, strat care este realizat din material magnetic cu histerezis (fig. 1).

Proprietățile magnetice ale zonei active *2* se pot caracteriza prin două mărimi: permeabilitatea magnetică $\mu_m = B_m/H_m$ și unghiul de histerezis γ. Mărimile μ_m și γ determină permeabilitatea magnetică complexă $\underline{\mu} = \mu_m\ e^{-j\gamma}$. Sînt cunoscute și alte moduri de caracterizare a proprietăților materialului zonei active; de exemplu: $B_m = f(H_m)$ și pierderile specifice prin histerezis.

Introducerea permeabilității magnetice complexe este echivalentă cu faptul că, ciclul de histerezis real s-a înlocuit cu un ciclu de histerezis eliptic. Cele două cicluri de histerezis (real și eliptic) sînt echivalente din punct de vedere energetic.

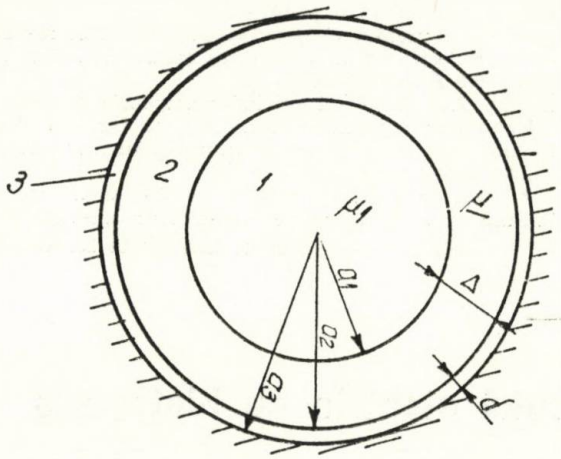


Fig. 1. Secțiunea transversală a motorului cu histerezis.

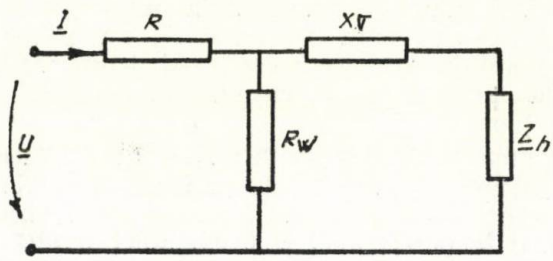


Fig. 2. Schema echivalentă a motorului cu histerezis.

Pe baza studiului cîmpului electromagnetic se stabilește schema echivalentă din figura 2. În această schemă electrică impedanța Z_h este impedanța rotorică care include și reactanța de magnetizare corespunzătoare întrefierului.

Parametrii R, X_σ, R_w au semnificația cunoscută în teoria mașinilor electrice. Impedanța rotorică $\underline{Z}_h$ are următoarea expresie :

$$\underline{Z}_h = Z_0 j \underline{h}_0 \frac{x \underline{h}_1 + 1}{\underline{h}_0 \delta''(x \underline{h}_1 + 1) + x + \underline{h}_1} = R_h + j X_h, \tag{1}$$

sau, în unități relative :

$$\underline{Z}_h / Z_0 = j \underline{h}_0 \frac{x \underline{h}_1 + 1}{\delta'' \underline{h}_0 (x \underline{h}_1 + 1) + x + \underline{h}_1} = R' + j X', \tag{1'}$$

unde :

$$\underline{h}_0 = \frac{\mu_m}{\mu_0} e^{-j\gamma}; \quad \underline{h}_1 = \frac{\mu_m}{\mu_0} e^{-j\gamma}; \quad \delta'' = \pi \frac{\delta'}{\tau}; \quad \varepsilon_1 = a_2/a_1$$

$$x = th\,(p\ ln\ \varepsilon_1); \quad Z_0 = \frac{6}{\pi} \mu_0 L (w\, k_w)^2 \omega,$$

în care :

L este lungimea rotorului ; ω — pulsația tensiunii de alimentare și w — numărul de spire ale înfășurării statorice. Impedanța Z_0 este impedanța de referință.

Pe baza acestei scheme echivalente se poate studia variația cuplului electromagnetic, a curentului absorbit și factorului de putere funcție de rezistența statorică. Așa cum s-a arătat în [9] cuplul electromagnetic relativ este dat de relația :

$$m_u = M/M_u = \\ = Re\left[j \underline{h}_0 \frac{(\underline{h}_1 x + 1)(\underline{h}_1 + x)}{\left| \beta_r + \frac{(j + \underline{\beta}_h)\beta_w}{j + \underline{\beta}_h + \beta_w} \right|^2 \left| \delta^2 \underline{h}_0 (h_1 x + 1) + x + \underline{h}_1 \right|} \right], \tag{2}$$

unde :

$$\beta_r = \frac{R}{X_\sigma}; \quad \underline{\beta}_h = \frac{\underline{Z}_h}{X_\sigma}; \quad \beta_w = \frac{R_w}{X_\sigma},$$

$M_u = \frac{2\mu_0}{\pi} L \left(\frac{3 w k_w u}{X_\sigma} \right)^2$ este cuplul de referință.

Din schema echivalentă (fig. 2) se deduce expresia curentului absorbit de motorul electric cu histerezis :

$$\underline{i} = \underline{I}/\underline{I}_0 = \frac{1}{\beta_r + \frac{(j + \underline{\beta}_h)\beta_w}{j + \underline{\beta}_h + \beta_w}}, \quad (I_0 = U/X_\sigma) \tag{3}$$

Pe baza relației de mai sus se calculează valoarea eficace relativă a curentului absorbit $i = |\underline{i}|$.

Expresia factorului de putere poate avea forma :

$$\cos \varphi = \frac{\beta_r + R_e \left[\frac{(j + \underline{\beta}_h)\beta_w}{(j + \underline{\beta}_h) + \beta_w} \right]}{\left| \beta_r + \frac{(j + \underline{\beta}_h)\beta_w}{j + \underline{\beta}_h + \beta_w} \right|}. \tag{4}$$

Pentru cele două tipuri de motoare cu histerezis (motoare cu cîmp tangențial și motoare cu cîmp radial) se vor studia curbele m_u, i, $\cos \varphi = f(\beta_r)$.

3. Motorul cu histerezis cu cîmp radial

În cazul motorului electric cu histerezis cu cîmp radial permeabilitatea magnetică a butucului este infinită, deci, $h_1 = o$ și expresiile (1), (2), (3) și (4) capătă o formă mai simplă. Relațiile astfel simplificate permit trasarea curbelor m_u, i, $\cos \varphi = f(\beta_r)$ pentru ceilalți parametri constanți.

În figura 3 a și b s-au trasat curbele cuplului electromagnetic, curentului absorbit și ale factorului de putere, funcție de rezistența statorică. Mărimile care intervin în trasarea acestor curbe sînt exprimate în unități relative.

Aceste curbe au fost verificate experimental pe un motor cu histerezis trifazat, realizat dintr-un stator al unei mașini asincrone, avînd puterea nominală $P_n = 150$ W, tensiunea de alimentare $U = 380/220$ V și turația sincronă

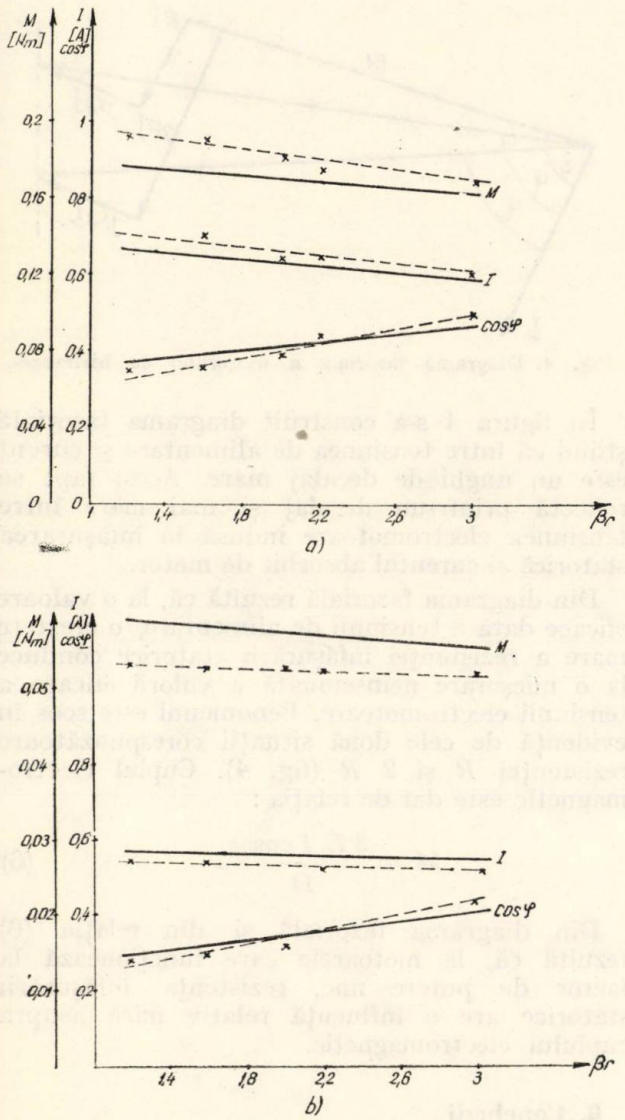


Fig. 3. Curbele m_u, i, cos $\varphi = f(\beta_r)$ pentru $h_1 = 0$; $\delta'' = 0{,}0224$, $L = 6{,}1$ cm ; $a_3 = 2{,}5$ cm ; $Wk_w = 320$;
a) = 2,46; b) = 1,31; — curbe teoretice; — — — — curbe experimentale.

$n_s = 3000$ rot/min, iar rotorul a fost calculat pentru statorul dat. Butucul rotorului a fost realizat din oțel obișnuit făcînd corp comun cu axul mașinii. Pe acest butuc s-a dispus zona activă executată din material cu histerezis, piesă obținută prin turnare, dintr-un aliaj pe bază de cobalt. Caracteristicile acestui material sînt indicate în [8].

Precizăm că, aceste caracteristici diferă de la șarjă la șarjă și, prin urmare, este util să le determinăm pentru fiecare rotor realizat astfel, încît verificările experimentale ale relațiilor stabilite să nu fie afectate de cunoașterea aproximativă a caracteristicilor materialului cu histerezis. De fapt, problema constă în determinarea unei familii de cicluri de histerezis care să includă și ciclul de histerezis limită. Ciclurile de histerezis interioare ciclului limită se numesc cicluri de histerezis minore. Aceste ultime cicluri se ridică pentru inducții magnetice maxime de ordinul $0{,}4\ B_m - 0{,}9\ B_m$, unde, B_m este inducția maximă a ciclului de histerezis limită. Din punct de vedere al utilizării materialelor cu histerezis în construcția motoarelor cu histerezis, familia de cicluri de histerezis indicată este suficientă pentru determinarea caracteristicilor motorului. Ciclul de histerezis, pentru materialul utilizat, s-a ridicat cu ajutorul unui permeametru tip M1, de fabricație AEG, de unde a rezultat permeabilitatea magnetică complexă :

$$\mu = 130\ e^{39°\,j}.$$

Curbele din figura 3 *a* și *b* au fost trasate pentru $\delta'' = 0{,}0224$; $X_\sigma = 21{,}3\,\Omega$; $R = 26{,}66\,\Omega$; $R_w = 0$.

Curbele s-au trasat pentru două rotoare, care diferă prin grosimea diferită a zonei active (x respectiv ε_1) ; aceasta pentru a se constata dacă există sau nu o interdependență între rezistența înfășurării statorice R și parametrul x, respectiv ε_1, care pune în evidență grosimea zonei active.

Din analiza curbelor trasate rezultă că, cuplul electromagnetic este puțin influențat de rezistența statorică R, astfel că, la o creștere de 3 R cuplul scade doar cu 7% (pentru $\varepsilon_1 = 2{,}46$).

Din verificările experimentale rezultă o concluzie similară cu diferența, doar că experiența arată o descreștere mai pronunțată a cuplului cu rezistența R (8,5% pentru ε_1).

Pentru $\varepsilon_1 = 1{,}31$ se constată o situație inversă, adică experiența arată o descreștere mai lentă a cuplului electromagnetic, față de curbele teoretice. Aceste diferențe între datele experimentale și cele teoretice sînt nesemnificative, adică datele experimentale sînt în concordanță cu datele teoretice.

Se observă că, deși cele două rotoare diferă foarte mult prin grosimea zonei active, variația cuplului electromagnetic în raport cu rezistența înfășurării statorice este de același ordin de mărime pentru cele două cazuri. Rezultă că, între rezistența înfășurării statorice și grosimea zonei active este o interdependență slabă, adică, independent de grosimea zonei active variația cuplului electromagnetic se menține în aceleași limite la o aceeași creștere a rezistenței înfășurării statorice.

Curentul absorbit de motor variază puțin cu variația rezistenței deoarece această rezistență are o pondere relativ mică în impedanța echivalentă. S-a constatat că valoarea curentului crește cu creșterea zonei active, fapt care se explică prin aceea că zona activă are o permeabilitate magnetică mică și deci, o reluctanță

mare, de unde rezultă că reactanța corespunzătoare zonei active are valori mici și la o tensiune de alimentare dată curentul va fi mai mare la motorul al cărui rotor are o zonă activă de grosime mai mare. Așa cum rezultă din figura 3 *a* și *b* datele experimentale sînt în concordanță cu rezultatele teoretice.

Factorul de putere crește o dată cu creșterea rezistenței înfășurării statorice deoarece cresc pierderile în rezistență și, deci, crește puterea activă consumată de motor. Această creștere a pierderilor se datorește faptului că rezistenta crește, iar curentul absorbit de motor este aproape constant în raport cu creșterea rezistenței.

Se poate preciza că o creștere a factorului de putere nu reprezintă o îmbunătățire a caracteristicilor motorului. În cazul analizat creșterea factorului de putere se realizează pe seama pierderilor din rezistența înfășurării statorice ceea ce conduce la o scădere sensibilă a randamentului. La motoarele de putere foarte mică factorul de putere poate avea valori mari din cauză că rezistența înfășurării statorice este mare. Pentru astfel de mașini factorul de putere nu reprezintă o caracteristică concludentă.

4. Motorul cu histerezis cu cîmp tangențial

În cazul motorului cu histerezis cu cîmp tangențial permeabilitatea magnetică a bucșei este $\mu_1 = \mu_0$, adică, bucșa este realizată din material nemagnetic și deci, în relațiile (1), (2), (3), (4) parametrul h_1 devine h_0. Pe baza acestor relații se pot trasa curbele cuplului electromagnetic, factorului de putere și curentului absorbit, funcție de rezistența înfășurării statorice. Trasarea unor astfel de curbe este utilă în proiectarea acestui motor. Acest studiu nu se va dezvolta și pentru motorul cu cîmp tangențial, deoarece cea mai mare parte a concluziilor de la paragraful precedent se păstrează și în acest caz. Faptul se poate evidenția și pe diagrama fazorială a motorului. De subliniat că atît pentru motorul cu cîmp radial, cît și pentru motorul cu cîmp tangențial studiul se bazează pe o serie de relații, care oferă elemente de natură fizică relativ puține. Din această cauză, în paragraful următor, se va da o explicație pe baza diagramei fazoriale.

5. Diagrama fazorială

Diagrama fazorială a motorului cu histerezis se poate construi pe baza ecuației de funcționare a motorului, care se prezintă sub forma :

$$\underline{U} = R\ \underline{I} + j\ X_\sigma\ \underline{I} - \underline{E}, \qquad (5)$$

unde $\underline{U}$ este tensiunea de alimentare a motorului, iar $\underline{E}$ este tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea statorică. Această ecuație este valabilă atît pentru motorul cu cîmp radial, cît și pentru motorul cu cîmp tangențial. Este cunoscut faptul că motoarele cu histerezis funcționează la un factor de putere scăzut, prin urmare, unghiul de decalaj dintre curent și tensiunea de alimentare este mare.

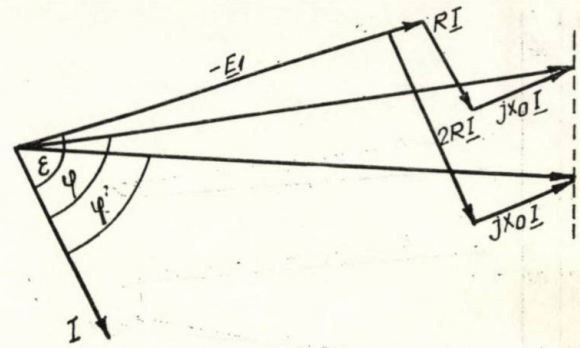


Fig. 4. Diagrama fazorială a motorului cu histerezis.

În figura 4 s-a construit diagrama fazorială știind că între tensiunea de alimentare și curent este un unghi de decalaj mare. Acest fapt se reflectă printr-un decalaj și mai mare între tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea statorică și curentul absorbit de motor.

Din diagrama fazorială rezultă că, la o valoare eficace dată a tensiunii de alimentare, o creștere mare a rezistenței înfășurării statorice conduce la o micșorare neînsemnată a valorii eficace a tensiunii electromotoare. Fenomenul este scos în evidență de cele două situații corespunzătoare rezistenței R și $2\ R$ (fig. 4). Cuplul electromagnetic este dat de relația :

$$M = \frac{3\,E\,I\cos\varepsilon}{\Omega}. \qquad (6)$$

Din diagrama fazorială și din relația (6) rezultă că, la motoarele care funcționează la factor de putere mic, rezistența înfășurării statorice are o influență relativ mică asupra cuplului electromagnetic.

6. Concluzii

În lucrare s-a analizat influența rezistenței înfășurării statorice asupra caracteristicilor de funcționare a motorului cu histerezis.

Se constată că rezistența înfășurării statorice are o influență mică asupra cuplului electromagnetic și curentului absorbit, dar influențează mult randamentul și factorul de putere. Rezultatele sînt deduse teoretic și verificate experimental pentru motorul cu histerezis cu cîmp radial. Ele sînt valabile și pentru motorul cu histerezis cu cîmp tangențial, fapt pentru care nu s-a mai dezvoltat studiul pentru acest motor. Pe baza diagramei fazoriale s-a dat o explicație intuitivă rezultatelor de mai sus, explicație valabilă pentru orice motor cu histerezis care funcționează la factor de putere mic.

Bibliografie

[1] *Trickey, P. H.* Test analysis and calculations of polyphase Hysteresis Motors. In : IEEE Trans. nr. 5, 1972, PAS—91, p. 1855—62.
[2] *O'Kelly, D.* Equivalent circuites for single-phase inductions and hysteresis motors. In : IEEE Trans. PAS—90, 1971, p. 279—288.
[3] *Dietrich, H.* Hartmagnetische werkstoffe fur Hysteresemotoren und Hysteresekupplungen. In : ETZ—A, Bd. 87, H. 18, 1966, p. 665—673.
[4] *Henkel, O.* Utersuchungen an hartmagnetischen Fe—Co—V Legierungen für Rotoren in Hysteresemotoren. In : Elektrie, H. 4, 1962, p. 123—127.
[5] *Kazarnovskii, L. S.* Sovremennîe materialî dlia ghisterezisnîh elektrodvigatelei. In : Vestnik elektropromîşlennosti, nr. 1, 1958, p. 11—16.
[6] *Mastaev, I. Z., Orlov, I. N.* Ghisterezisnîe elektrodvigateli, Moskova, 1963.
[7] *Bausch, H.* Feldvetteilung in dreiphasigen Hysterese motoren. În : Technische Rundschau, nr. 10, 23.9.1966 p. 17—21.
[8] *Cedighian, S.* Materiale magnetice. Editura tehnică, București, 1967.
[9] *Galan, N.* Determinarea caracteristicilor de funcționare la motoarele electrice cu histerezis pe baza modelului idealizat. În : St. și cerc. energ. electr., tom 24, nr. 1, 1974, p. 155—177.
[10] *Galan, N.* Studiul cîmpului electromagnetic în mașinile electrice cu aplicație la motorul cu histerezis. În St. cerc. energ. electr., tom **23**, nr. 1, 1973, p. 157—175.
[11] *Galan, N.* Contribuții la teoria și proiectarea motoarelor de curent alternativ cu armături masive. Teză de doctorat, București, 1972.
[12] *Galan, N.* Motorul electric cu histerezis. Editura tehnică, București, 1973.

Intrat în redacție la 10. I. 1974

Cercetări pentru eliminarea conturnării izolației întreruptoarelor de tip IO—20 din stațiile interioare

BALÁZS MÁTHÉ, GHEORGHE GAVRILĂ, EUGEN MIHALCEA* — București

CZ 621.316.57 : 621.3.048

Mai mult ca în oricare alt domeniu al industriei, în producerea, transportul, distribuția și utilizarea energiei electrice, întreruperile în funcționare, de obicei de scurtă durată, produc pagube a căror valoare este mult mai mare decît costul aparatului care iese din funcțiune. De aceea, problema măririi siguranței în funcționare în aceste domenii, se pune azi cu acuitate datorită, în special, rolului deosebit de important pe care îl are pentru economia națională alimentarea neîntreruptă cu energie electrică a marilor combinate și platforme industriale. Deci, o preocupare relativ nouă, siguranța în funcționare, angrenează la această oră un număr mare de specialiști din diverse ramuri industriale și evident, în primul rînd din domeniul energeticii. Din nefericire, se poate afirma că majoritatea preocupărilor în acest domeniu se axează pe găsirea unor metode, modele de calcul, indici ș.a.m.d. în ceea ce privește siguranța în funcționare a schemelor, și echipamentelor sistemului energetic (aceasta s-a putut observa și din referatele prezentate în cadrul celui de al doilea simpozion „Siguranța în funcționare a instalațiilor energetice" care s-a desfășurat între 14—16 septembrie 1973, la București). Au existat în schimb foarte puține preocupări pentru găsirea unor soluții tehnice a căror aplicabilitate să ducă la mărirea siguranței în funcționare a echipamentului energetic.

Așa cum s-a mai arătat de altfel și cu alte ocazii [1] ... [4], în sistemul energetic al R.S.R. nu există o preocupare pe măsura importanței pe care o prezintă cunoașterea condițiilor concrete de exploatare. În stațiile și posturile de tip interior din cadrul IRE-urilor nu există suficiente aparate de măsură și înregistrare pentru cunoașterea condițiilor climatice specifice acestora (cu excepția unor aparate din dotarea IREB). Costul aparatelor necesare determinării condițiilor climatice din stațiile interioare este foarte mic față de pagubele produse de avariile care au loc și care în multe cazuri ar putea fi evitate prin intervenții oportune ale exploatării.

Articolul de față își propune ca, ținînd cont de comportarea în exploatare a întreruptoarelor de tip IO — 20 din stațiile și posturile interioare, să elaboreze măsuri ce se impun a fi luate pentru prelungirea duratei de viață a acestor întreruptoare și de asemenea, să contureze unele studii și cercetări ce trebuie efectuate pentru cunoașterea aprofundată a solicitărilor climatice specifice stațiilor de tip interior.

1. Analiza comportării în exploatare a întreruptoarelor de tip IO — 20 montate în stațiile interioare

Din studiul ICEMENERG [1], a reieșit că în sistemul electroenergetic al R.S.R., numărul de întreruptoare de 20 kV deteriorate este, practic, egal cu numărul de întreruptoare deteriorate la celelalte trepte de tensiune (10 — 220 kV).

Pe baza analizei fișelor de deteriorare, a unei anchete întreprinse la nivelul IRE-urilor, precum și în urma dialogurilor avute cu personalul de exploatare a rezultat că sub acțiunea unor solicitări climatice specifice stațiilor de tip interior (variații de temperatură, condensarea umezelii, poluarea internă etc.), izolația aparatajului realizat cu materiale electroizolante sintetice se

* Dr. ing. *Balázs Máthé*, ing. *Gheorghe Gavrilă* și ing. *Eugen Mihalcea* sînt cercetători științifici la ICEMENERG — București.

degradează prematur, conducînd la numeroase avarii în sistemul energetic.

Solicitările cele mai mari datorită acțiunii combinate a umezelii și poluării ("poluare internă" prin agenți chimici proveniți de la îngrășămintele chimice, în special în zonele stațiilor de pompare), au loc în lunile de vară (cu maximum în luna iulie) cînd de fapt, în atmosferă se găsește o mare cantitate de vapori de apă proveniți din evaporări și cînd variația importantă de temperatură de la maxima din timpul zilei la minima din zori de zi favorizează depuneri mari de apă pe suprafețele izolante, prin condensare. În sprijinul acestei afirmații vine, de altfel, și figura 1, unde s-au trasat tensiunea medie lunară a vaporilor de apă din atmosferă (valori medii pe o perioadă de 30 de ani), — curba A — și numărul de întreruptoare deteriorate în 1970 și 1971 — curba B — funcție de lunile anului. După cum se poate constata, ambele repartiții se supun unei legi de distribuție normale (gaussiene) cu maximumul pentru luna iulie.

Din punct de vedere al prilejului incidentelor, 44 % din întreruptoarele deteriorate au drept cauză solicitări de durată, specifice punerilor la pământ în rețelele cu neutrul izolat (creșteri de tensiune de frecvență industrială). Într-adevăr, din cercetările efectuate anterior [2], [4], a rezultat că pentru izolația umezită a întreruptoarelor de tipul IO — 20, solicitarea cea mai periculoasă este cea cu tensiune de frecvență joasă, de valoare nu prea mare (circa 70 % mai mare decît tensiunea nominală), dar de durată, fapt confirmat și de experiențele altor cercetători [5].

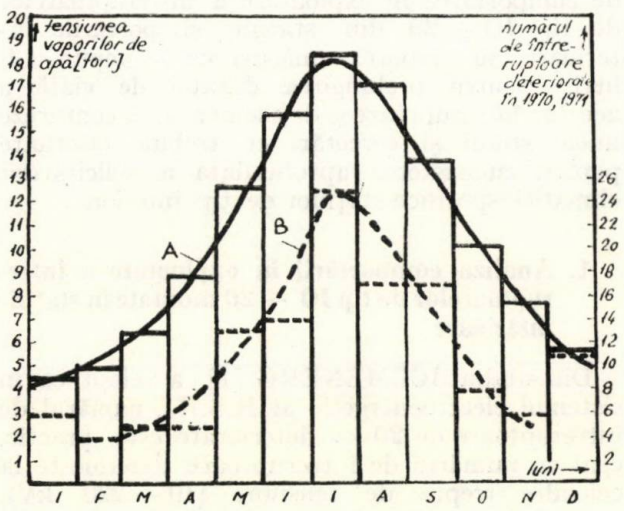


Fig. 1. Variația tensiunii medii lunare a vaporilor de apă (A) și a numărului de întrerupătoare avariate (B) funcție de lunile anului.

Histograma distribuției incidentelor cu puneri la pământ (persistente, scurtcircuit bifazat cu punere la pământ) funcție de lunile anului, este prezentată în figura 2. Procentul cel mai mare de puneri la pământ coincide și în acest caz, cu luna în care apar cele mai multe deteriorări de întreruptoaere de tipul IO — 20.

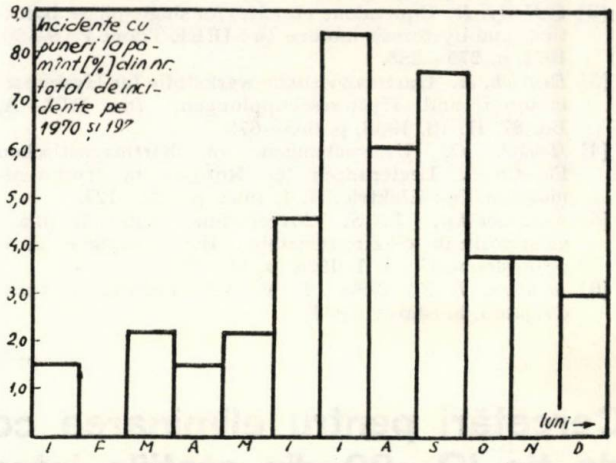


Fig. 2. Histograma distribuției incidentelor cu puneri la pământ funcție de lunile anului.

2. Cercetări pentru eliminarea conturnării izolației întreruptoarelor IO — 20 kV, 400 A

Pentru cunoașterea în detaliu a acțiunii umidității asupra comportării întreruptoarelor IO—20, precum și pentru depistarea altor anomalii în comportarea acestora, ICEMENERG a întreprins o serie de cercetări în laboratorul propriu de înaltă tensiune, și în camerele de climatizare ale ICPE, în condiții de căldură umedă, poluare ș.a. Rezultatele complete ale acestora sînt prezentate în [2].

Trebuie menționat, că, aceste cercetări s-au efectuat pe varianta de 400 A a întreruptoarelor care au cilindrii și tijele de acționare din pertinax și al căror procent de deteriorare este mai mare comparativ cu restul variantelor existente în exploatare (630, 1250 și 2500 A).

După o examinare a construcției ca atare, prin care s-au scos la iveală o serie de carențe constructive, cum ar fi : lipsa metalizării sub colierul metalic de prindere a cilindrului electroizolant ; o puternică neuniformitate a cîmpului electric, datorită pieselor metalice de consolidare dintre polii întreruptorului ; nivelul uleiului nefavorabil ales din punct de vedere al solicitării izolației camerei de stingere ; modificarea în timp a distanțelor de izolație datorită insuficientei consolidări reciproce a pieselor metalice ; calitatea necorespunzătoare a pertinaxului care duce la exfolieri și gomflări ale hîrtiei datorită acțiunii umezelii și uleiului etc., s-au întreprins o serie de cercetări care se pot grupa în două etape importante :

I. cercetarea experimentală a izolației în laboratorul de înaltă tensiune ;

II. cercetarea unei tehnologii de lăcuire, cu lacuri corespunzătoare, a cilindrilor și tijelor electroizolante și comportarea acestora în condiții de căldură umedă.

În cadrul primei etape s-au efectuat încercări :

— ale izolației cu tensiune înaltă continuă, măsurînd curenții de absorbție și de autodescărcare și determinînd polarizațiile cu constante mari de timp (metodă mai sensibilă la scoaterea în evidență a umezelii) ;

— ale izolației cu tensiune înaltă de frecvență industrială, în diverse scheme și condiții de încercare, ridicînd curba descărcărilor parțiale în funcție de tensiune ;

— de izolație cu unde de supratensiuni de comutație (250/2500 μs).

Concluziile care s-au desprins în urma acestor cercetări au scos în evidență comportarea total necorespunzătoare a întrerupătoarelor de tip IO—20 kV, 400 A, caracterizîndu-se prin :

a) creșteri importante ale curenților de absorbție și autodescărcare în cazul cilindrilor menținuți o singură zi în condiții de rouă față de cilindrii uscați (fig. 3), datorită calității necorespunzătoare a pertinaxului și acoperirii cu lacuri necorespunzătoare ;

b) scăderi relative ale tensiunilor de străpungere la frecvență industrială (cu circa 25%) în cazul cilindrilor menținuți o singură zi în condiții de rouă și a tensiunilor de conturnare la frecvență industrială (cu circa 20%) în cazul cilindrilor menținuți în condițiile unei umidități relative de circa 75% față de cilindrii uscați, menținuți în condiții climatice normale (20°C— temperatură, 65% umiditate relativă, a aerului ambiant), la aceasta contribuind și utilizarea unor lacuri de acoperire necorespunzătoare ;

c) apariția pragului de descărcări parțiale, chiar la tensiunea normală de serviciu, datorită lipsei de metalizare sub colierul metalic de prindere a cilindrului, a pieselor metalice de consolidare dintre poli, precum și a nivelului uleiului (sub nivelul colierului metalic), creînd solicitări intense datorită cîmpului electric în zona punctului de masă (fig. 4) ;

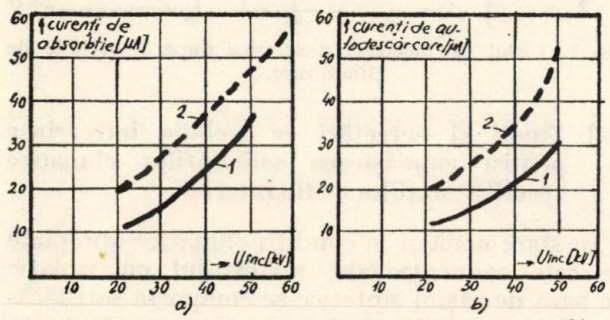


Fig. 3. Variația curenților de absorbție (*a*) și de autodescărcare (*b*) funcție de tensiunea de încercare pentru cilindrii uscați (curba 1) și cilindrii menținuți o singură zi în condiții de rouă (curba 2).

d) străpungeri între faze la tensiuni mai mici decît tensiunile de ținere la unde de supratensiuni de comutație, propuse de recentele documente CEI [6], datorită pieselor metalice de consolidare dintre poli.

În cadrul etapei a II-a s-a cercetat comportarea în condiții de căldură umedă (fig. 5) a cilindrilor lăcuiți după tehnologiile de la Electroputere — Craiova și ale IRE — Constanța cu lac epoxidic L006 — 1.

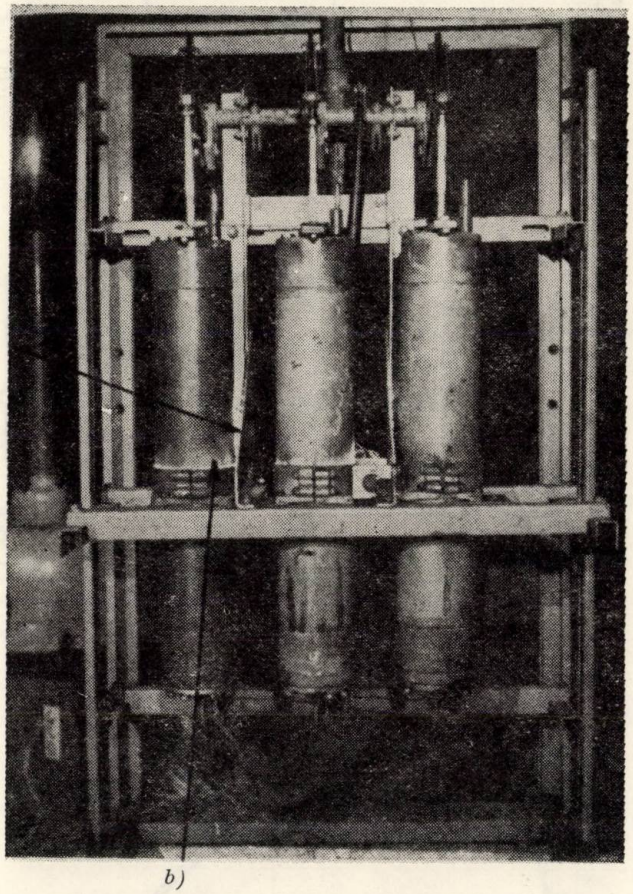


Fig. 4. Zonele unde apar descărcări parțiale la un întreruptor de tipul IO — 20 kV, 400 A :
a — zona muchiilor pieselor metalice de consolidare: *b* — zona colierului de prindere a cilindrului.

Atît tehnologiile, cît și lacul de acoperire s-au dovedit a fi necorespunzătoare condițiilor impuse de proiectul de normă franceză [7].

Încercările s-au efectuat cu întreruptoarele menținute sub tensiunea nominală, conform schemei din figura 5, ciclul de variație a temperaturii și umidității fiind cel indicat în figura 6.

Cercetările au condus la necesitatea luării următoarelor măsuri :

1. Metalizarea porțiunii cilindrului izolant sub colierul de prindere, pentru eliminarea degradării suprafeței izolante prin descărcări parțiale, premergătoare conturnării izolației.

2. Acoperirea suprafeței exterioare a cilindrilor și a suprafeței tijelor de acționare printr-un lac cu doi componenți (L006—50 + L006—91 sau L006—50 + L006—51, lacuri fabricate la Policolor — București) pentru micșorarea capacității de absorbție și pentru asigurarea unor proprietăți lio și hidrofobe ale pieselor respective.

3. Creșterea nivelului de ulei cu circa 120 mm, față de nivelul normal, pentru reducerea intensi-

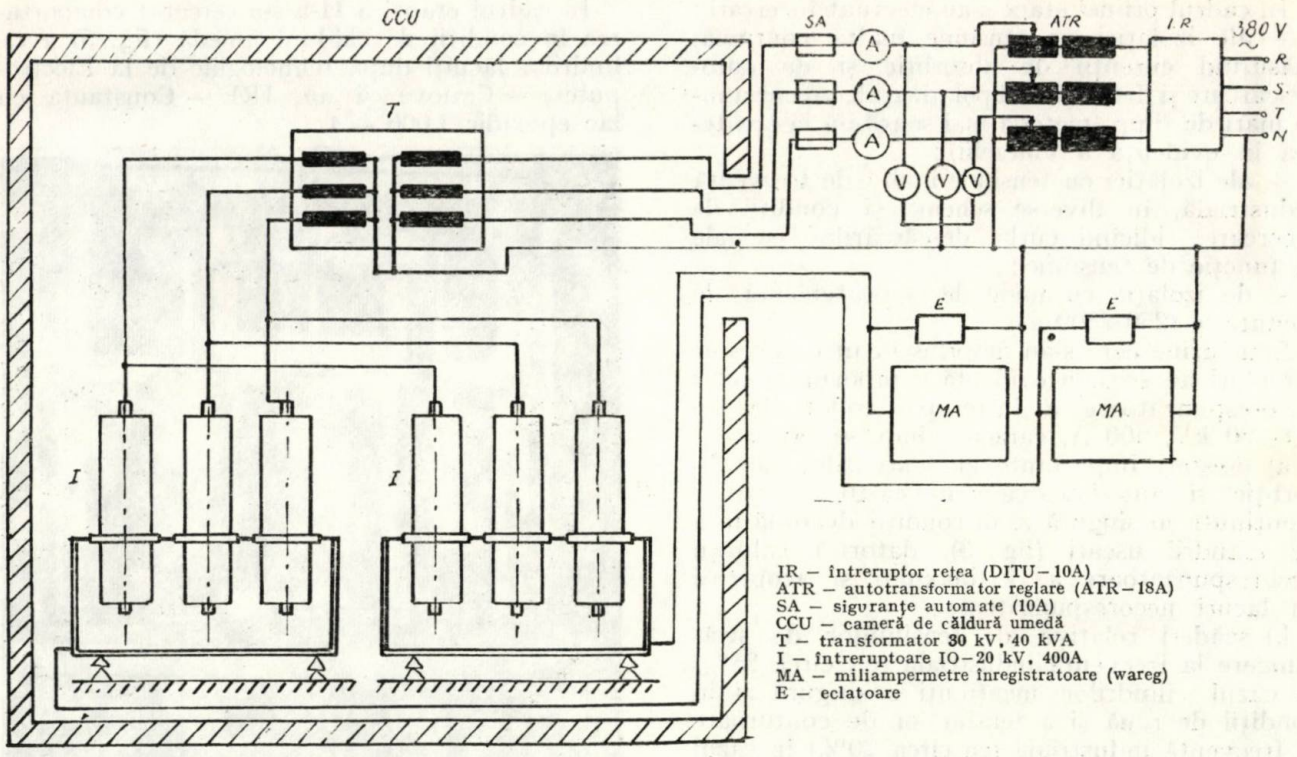


Fig. 5. Schema de înregistrare și de încercare a întreruptoarelor de tip IO — 20 în condiții de căldură umedă.

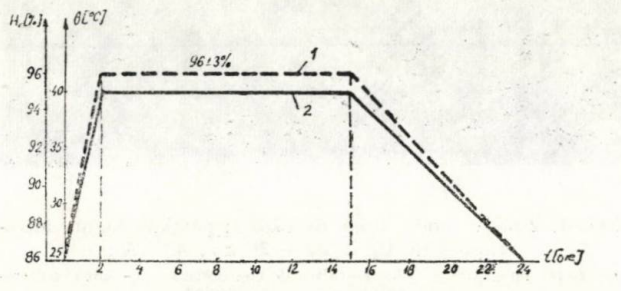


Fig. 6. Ciclul de variație a umidității relative (1) și temperaturii (2) pentru încercarea în condiții de căldură umedă.

tății și îmbunătățirea repartiției cîmpului electric din zona critică a izolației întreruptoarelor.

Aplicînd aceste trei măsuri și repetînd încercările din laboratorul de înaltă tensiune, precum și încercările în condiții de căldură umedă s-a putut constata o comportare corespunzătoare a acestor întreruptoare.

După încercările în condiții de căldură umedă, cilindrii s-au comportat bine și la șocurile de tensiune recomandate de proiectul de normă EdF [7] (fig. 7).

În consecință se poate aprecia că aplicarea măsurilor indicate mai sus (măsura 3 se va aplica sub rezerva refacerii probelor de tip ale întreruptorului), aplicabile la nivelul IRE-urilor, va contribui la prelungirea duratei de viață a acestor întreruptoare. Modul de aplicare concretă a acestor măsuri este descris pe larg în circulara tehnică 3.2.R.E. — C.T.38—73[8].

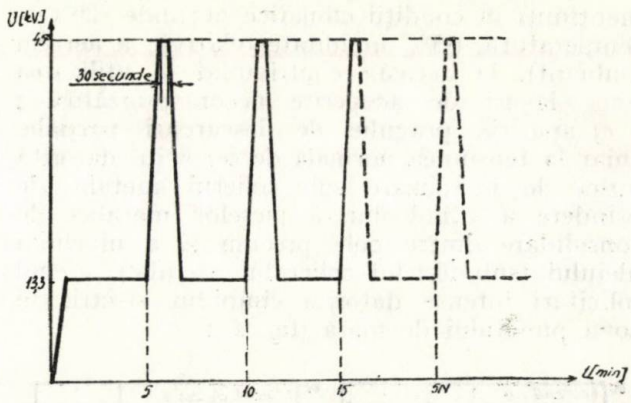


Fig. 7. Ciclul de încercări dielectrice după încercările de climatizare.

3. Studii și cercetări ce trebuie întreprinse pentru cunoașterea solicitărilor climatice specifice stațiilor de tip interior

În stare nouă și în condiții climatice apropiate de cele convenționale, aparatajul cu izolație pe bază de rășini sintetice se comportă satisfăcător la încercările clasice de tip, prevăzute în standardele de produs, sau în normele interne. Este de la sine înțeles, că încercările convenționale prevăzute de standardele sau de normele interne departamentale, sînt valabile și în cazul verificării performanțelor aparatajului realizat cu rășini sintetice, dar, așa cum arată și experiența exploatării, acestea nu pot scoate la iveală sensibilitatea izolației respective la solicitările climatice din stațiile interioare.

Pentru a cunoaște, în acest caz, efectul factorilor climatici asupra izolației, sînt absolut necesare o serie de încercări specifice, complementare. Trebuie, totodată, menționat că, pînă în prezent, nu există nici o metodă general valabilă pentru verificarea aparatajului electric de înaltă tensiune, care funcționează în condițiile specifice ale microclimei din stațiile de tip interior (stații și posturi metalice și zidite). Pe plan mondial se cunoaște un singur proiect de normă, cel elaborat de EdF [7], care se referă la încercarea construcțiilor izolante din rășini sintetice în atmosferă umedă și în condițiile condensării umezelii pe piesele izolante ale echipamentului electric.

Mai există, de asemenea, în cadrul CIGRÉ un comitet de lucru (13—06) care se preocupă de elaborarea unor recomandări în ceea ce privește modul de efectuare a încercărilor în condiții de căldură umedă și interpretarea rezultatelor, dar care pînă la această oră nu a ajuns la unele concluzii precise. Este evident că, chiar dacă vor apărea aceste recomandări, ele vor avea un caracter cu totul general, deoarece găsirea unor metode de verificare a aparatajului, care funcționează în condițiile microclimei din stațiile interioare, presupune cunoașterea precisă a microclimei unei anumite zone geografice.

Obținerea unor informații certe în acest domeniu este absolut necesară și pentru formarea unui punct de vedere bine documentat al beneficiarului de echipament electric față de constructorul acestui echipament, punct de vedere care să fie folosit la elaborarea standardelor, sau normelor departamentale și care să condiționeze, în viitor, omologarea produselor, atît în fază de prototip, cît și în fază de serie zero.

Evident că, pentru formarea unui punct de vedere întemeiat sînt necesare măsurători sistematice și prelucrări statistice corespunzătoare, de lungă durată, cu o dotație specială (electrotermohigrografe și barografe) a tipurilor de stații și zone geografice care prezintă interes.

Cunoașterea microclimei unei stații interioare implică cunoașterea următoarelor mărimi caracteristice mai importante [4]:

a) temperatura maximă, în °C;
b) temperatura maximă ca medie a 24 ore, în °C;
c) variația maximă a temperaturii în timpul zilei, în °C/h;
d) temperatura maximă în timpul zilei, ca medie lunară, în °C;
e) temperatura minimă, în zori de zi, ca medie lunară, în °C;
f) temperatura minimă, în °C;
g) temperatura minimă, ca medie a 24 ore, în °C;
h) umiditatea relativă maximă, în %, raportată la ...°C;
i) umiditatea relativă minimă, în %, raportată la ...°C;
j) umiditatea relativă maximă, ca medie a 24 ore, în %;
k) umiditatea relativă minimă, ca medie a 24 ore, în %;
l) umiditatea relativă maximă a aerului în zori de zi, în %, raportată la ...°C, ca medie lunară;
m) umiditatea relativă minimă, în timpul zilei, în %, raportată la ...°C, ca medie lunară;
n) mărimi caracteristice pentru crearea condițiilor de ventilație a încăperii (temperatura aerului de intrare și de ieșire la orificiile de ventilare, viteza de deplasare a aerului etc.);
o) mărimi caracteristice pentru încălzirea încăperii (celulei), figura 8 (harta termică a încăperii, căldura degajată și cedată spre exterior etc.), și obținerea unor nomograme corespunzătoare, ca aceea indicată în figura 9 [9].

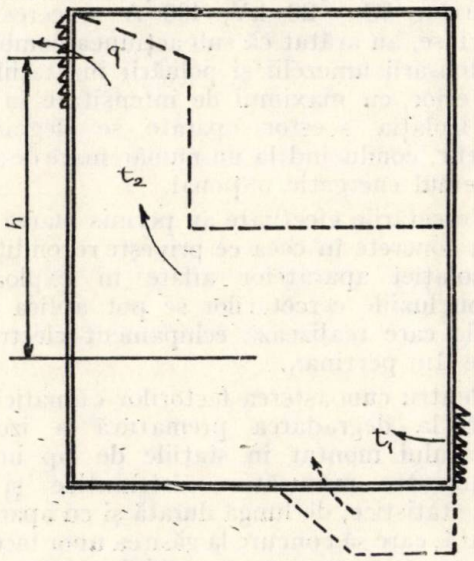


Fig. 8. Schița unei celule metalice.

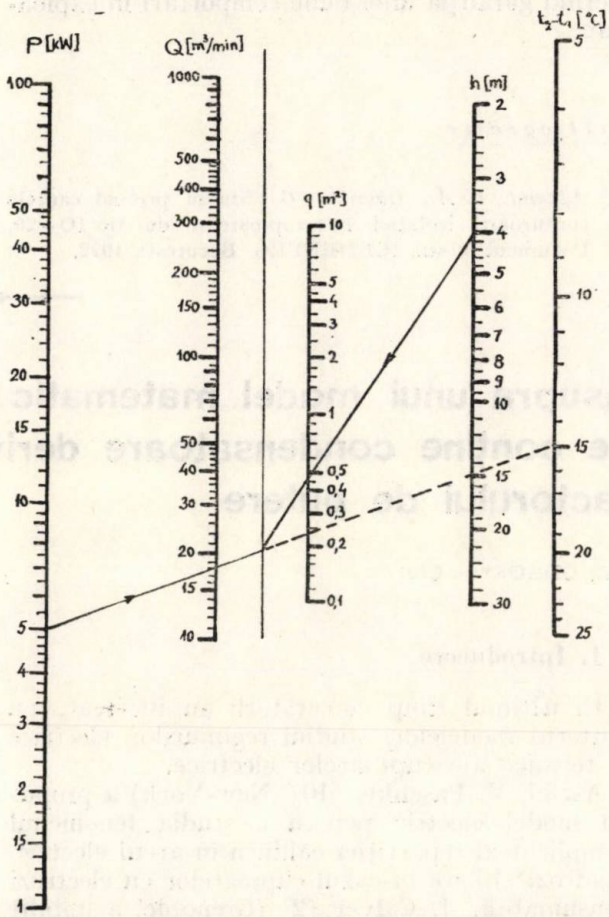


Fig. 9. Nomogramă pentru determinarea secțiunii transversale a gurii de ventilare, funcție de pierderile totale prin efect Joule — Lenz în celulă, de diferența de temperatură a aerului de ieșire și de intrare și de înălțimea celulei.

p) cantitatea depunerilor poluante, în g/m² lună;

r) cantitatea de particule volante în aer, în g/m³ (valori medii lunare și anuale).

4. Concluzii

a) Analiza comportării în exploatare a întreruptoarelor IO — 20 kV, 400 A și cercetările întreprinse, au arătat că sub acțiunea combinată a condensării umezelii și poluării în stațiile de tip interior, cu maximul de intensitate în luna iulie, izolația acestor aparate se degradează prematur, conducînd la un număr mare de avarii în sistemul energetic național.

b) Cercetările efectuate au permis luarea unor măsuri concrete în ceea ce privește recondiționarea izolației aparatelor aflate în exploatare, dar concluziile cercetărilor se pot aplica și în fabricile care realizează echipament electric cu izolație din pertinax.

c) Pentru cunoașterea factorilor climatici care conduc la degradarea prematură a izolației aparatajului montat în stațiile de tip interior sînt necesare măsurători sistematice și prelucrări statistice, de lungă durată și cu aparatură adecvată, care să concure la găsirea unor încercări complementare pentru aparatajul în stare nouă, oferind garanția unei bune comportări în exploatare.

Bibliografie

[1] *Adămuț, I. A., Gavrilă, G.* Studiu privind cauzele conturnării izolației întreruptoarelor de tip IO—20. Document intern, ICEMENERG, București, 1972.

[2] *Gavrilă, G., Máthé, B., Mihalcea, E.* Cercetarea posibilităților de eliminare a conturnării izolației întreruptoarelor de tip IO—20 în stațiile interioare. Document intern, ICEMENERG, București, 1973.

[3] *Máthé, B., Gavrilă, G., Mihalcea, E., Pitiș, C.* Analiza comportării în exploatare a întreruptoarelor din stațiile interioare și metode de îmbunătățire a siguranței lor în funcționare. Comunicare prezentată la „Al doilea simpozion : Siguranța în funcționare a instalațiilor energetice", București, 14—16 septembrie 1973.

[4] *Máthé, B., Gavrilă, G., Mihalcea, E.* Influența condițiilor climatice locale asupra comportării izolației pe bază de rășini a întreruptoarelor IO—20. In : Energetica, nr. 1, 1974, p. 30—36.

[5] *Karamzin, A. P., Iaroslavțev, A. M.* O perekrîtiah izolații v iaceikah K.R.U.N. În : Elektriceskie stanții, nr. 11, 1970, p. 84—86.

[6] * * * CEI 17 A (Secretariat) 127 High-voltage switchgear and controlgear. Draft — IEC Specification for alternating voltage circuit-breakers. Maximum permissible switching overvoltages. Februarie 1973.

[7] * * * HM — 071 — 1281 Code d'essai pour la verification de la tenue en atmosphère humide et sous condensation des pièces isolantes en résine synthétique pour emploi à l'interieur (Projet). EdF, 1971.

[8] * * * Circulara tehnică 3.2.R.E. — C.T. 38—73 : „Prevenirea avarierii întreruptoarelor IO—20 kV, 400 A, prin măsuri de evitare a conturnării izolației în condiții de umiditate", MEE — CIEET, Direcția Rețele Electrice, 1973.

[9] * * * Three — phase transformers 50 to 1 600 kVA. Technical Notes. În : Prospect Trafo-Union TU 11.1.11/11.72 E.

Intrat în redacție la 1. XII. 1973

Asupra unui model matematic al unui cuptor electric trifazat ce conține condensatoare derivație pentru îmbunătățirea factorului de putere

T.D. GLIGOR* — Cluj

CZ 621.365.001.57 : 621.365.2 : 621.365 : 669.14

1. Introducere

În ultimul timp cercetătorii au încercat, cu ajutorul modelelor, studiul regimurilor electrice și termice ale cuptoarelor electrice.

Astfel, V. Paschkis [10] (New-York) a propus un model electric pentru a studia fenomenul complicat al repartiției căldurii în arcul electric, electrozi și bare în cazul cuptoarelor cu electrozi consumabili. J. Calvet [2] (Grenoble) a stabilit un model matematic, al unui cuptor electric cu rezistențe, pentru determinarea variației temperaturii din cuptor în funcție de tensiunea de alimentare. Pentru studiul regimurilor electrice ale cuptoarelor cu arc electric, Iu. E. Efroimovici [4] (Moscova) a realizat un model a cărui schemă principială se dă în figura 1. Pentru realizarea caracteristicii dinamice u_a (i) a arcului electric, aproximată în treaptă (fig. 2, curba 1), s-au utilizat diodele D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3' și generatorul de curent continuu G. În cazul în care se liniarizează caracteristica $u_a(i)$ a arcului (fig. 2,

* *T. D. Gligor* este asistent la Catedra de electrotehnică a Facultății de electrotehnică de la I. P. — Cluj

curba 2) se utilizează rezistențele conectate în stea r_{s1}, r_{s2}, r_{s3} (circuitul punctat din fig. 1.)

Autorul lucrării a stabilit în [6] o funcție de aproximare a caracteristicii dinamice $u_a(i)$ a

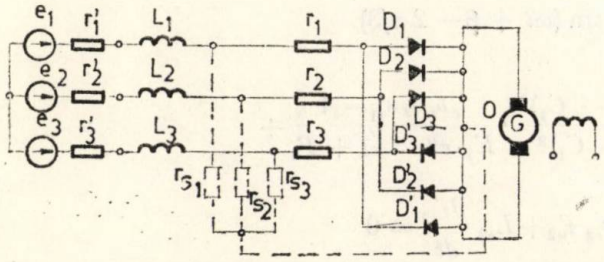


Fig. 1. Schema de principiu a modelului unui cuptor cu arc (după Iu. E. Efroimovici).

arcului electric, din cuptoarele cu arc, valabilă pentru diferite perioade în timpul topirii șarjei. Pe baza acestei funcții de aproximare, vom prezenta în cele ce urmează un model matematic pentru studiul regimurilor electrice ale cuptoarelor trifazate cu arc electric, a căror instalații conțin și condensatoare derivație pentru îmbunătățirea factorului de putere.

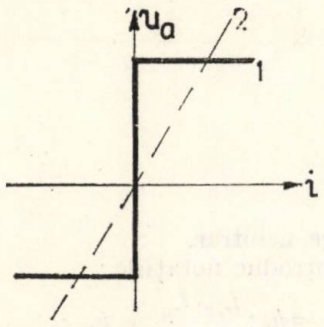


Fig. 2. Caracteristica dinamică a arcului (după Iu. E. Efroimovici).

2. Modelul matematic al unui cuptor electric trifazat

În figura 3 este dată schema echivalentă trifazată a instalației electrice a cuptorului, în cazul neglijării curenților de magnetizare a transformatorului de alimentare a cuptorului cu arc și raportînd mărimile secundare la primarul transformatorului, cînd există condensatoare montate în derivație pentru compensarea factorului de putere a instalației.

u'_{aj} (j=1, 2, 3), din figura 3 reprezintă tensiunea pe arc pentru faza j raportată la primarul transformatorului de alimentare a cuptorului (arcul fiind considerat ca rezistență neliniară neinerțială); L_{ej} și r_{ej} (j = 1, 2, 3) — [1, 5, 8] inductivitatea echivalentă și rezistența echivalentă (raportate la primar) ale fazei j, în care sînt incluse rezistențele și inductivitățile proprii și de cuplaj ale conductoarelor de curenți intenși (rețeaua scurtă plus electrozi), precum și rezistența și inductivitatea (raportate la primar) pe faza j ale transformatorului de alimentare a cuptorului. L_j și r_j (j = 1, 2, 3) reprezintă inductivitatea și rezistența liniei de alimentare a cuptorului (inclusiv a altor elemente cum ar fi transformatoare etc.), iar C reprezintă capacitatea condensatoarelor, presupuse conectate în stea, utilizate pentru compensarea factorului de putere al instalației. Cu i'_{aj} (j = 1, 2, 3) s-a notat curentul arcului pe faza j raportat la primarul transformatorului de alimentare a cuptorului.

Dacă se aproximează caracteristica arcului electric pe faza j, printr-o funcție de forma [6, 7]:

$$u_{aj} = \frac{A_j + B_j\,(i_{aj} - C_j)^2}{1 + B_j\,(i_{aj} - C_j)^2} \cdot \frac{e^{D_j \cdot i_{aj}} - 1}{E_j \cdot e^{D_j \cdot i_{aj}} + F_j},$$

$$(j = 1,\ 2,\ 3), \qquad (1)$$

în care:

u_{aj} este tensiunea pe arcul electric;

i_{aj} — curentul arcului din faza j;

$A_j, \ldots, F_j$ — coeficienți ce au valori bine determinate pentru fiecare caracteristică a arcului [6], atunci tensiunea pe arc (u'_{aj}) raportată la

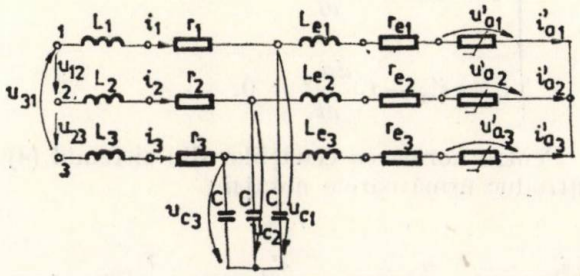


Fig. 3. Schema electrică echivalentă a unui cuptor trifazat cu arc electric ce conține condensatoare derivație.

primarul transformatorului de alimentare al cuptorului are expresia:

$$u'_{aj} = m \cdot \frac{A_j + B_j\,(m \cdot i'_{aj} - C_j)^2}{1 + B_j\,(m \cdot i'_{aj} - C_j)^2} \cdot \frac{e^{D_j \cdot m \cdot i'_{aj}} - 1}{E_j \cdot e^{D_j \cdot m \cdot i'_{aj}} + F_j},$$

$$(j = 1,\ 2,\ 3), \qquad 2)$$

unde:

m reprezintă raportul de transformare al transformatorului, iar i'_{aj} — curentul arcului din faza j, raportat la același primar.

Considerînd tensiunile de alimentare simetrice de forma:

$$\begin{cases} u_{12} = U_{12m} \cdot \sin(\omega t + \beta) \\ u_{23} = U_{23m} \cdot \sin(\omega t + \beta - 2\pi/3) \end{cases} \qquad (3)$$

și ținînd seamă de relația (2), ecuațiile circuitului electric din figura 3 sînt :

$$\begin{cases} L_1\dfrac{di_1}{dt}+r_1i_1+u_{c1}-L_2\dfrac{di_2}{dt}-r_2i_2-u_{c2}=U_{12m}\cdot\sin(\omega t+\beta) \\ L_2\dfrac{di_2}{dt}+r_2i_2+u_{c2}-L_3\dfrac{di_3}{dt}-r_3i_3-u_{c3}=U_{23m}\cdot\sin(\omega t+\beta-2\pi/3) \\ u_{c1}-u_{c2}-L_{e1}\dfrac{di'_{a1}}{dt}-r_{e1}i'_{a1}-m\cdot\dfrac{A_1+B_1(m\cdot i'_{a1}-C_1)^2}{1+B_1(m\cdot i'_{a1}-C_1)^2}\cdot\dfrac{e^{D_1\cdot m\cdot i'_{a1}}-1}{E_1\cdot e^{D_1\cdot m\cdot i'_{a1}}+F_1}+ \\ +m\cdot\dfrac{A_2+B_2(m\cdot i'_{a2}-C_2)^2}{1+B_2(m\cdot i'_{a2}-C_2)^2}\cdot\dfrac{e^{D_2\cdot m\cdot i'_{a2}}-1}{E_2\cdot e^{D_2\cdot m\cdot i'_{a2}}+F_2}+r_{e2}i'_{a2}+L_{e2}\dfrac{di'_{a2}}{dt}=0 \\ u_{c2}-u_{c3}-L_{e2}\dfrac{di'_{a2}}{dt}-r_{e2}i'_{a2}-m\cdot\dfrac{A_2+B_2(m\cdot i'_{a2}-C_2)^2}{1+B_2(m\cdot i'_{a2}-C_2)^2}\cdot\dfrac{e^{D_2\cdot m\cdot i'_{a2}}-1}{E_2\cdot e^{D_2\cdot m\cdot i'_{a2}}+F_2}+ \\ +m\cdot\dfrac{A_3+B_3(m\cdot i'_{a3}-C_3)^2}{1+B_2(m\cdot i'_{a3}-C_3)^2}\cdot\dfrac{e^{D_3\cdot m\cdot i'_{a3}}-1}{E_3\cdot e^{D_3\cdot m\cdot i'_{a3}}+F_3}+r_{e3}i'_{a3}+L_{e3}\dfrac{di'_{a3}}{dt}=0 \\ i'_{a1}+i'_{a2}+i'_{a3}=0 \\ i_1-i'_{a1}-C\dfrac{du_{c1}}{dt}=0 \\ i_2-i'_{a2}-C\dfrac{du_{c2}}{dt}=0 \\ i_3-i'_{a3}-C\dfrac{du_{c3}}{dt}=0. \end{cases} \tag{4}$$

Pentru normarea ecuațiilor din sistemul (4) se introduc următoarele notații :

$$\begin{cases} \dfrac{i_1}{I_0}=y_1;\quad \dfrac{u_{c1}}{U_{01}}=y_4;\quad \dfrac{i'_{a1}}{I_0}=y_7;\quad \dfrac{U_{12m}}{U_{01}}=p_1; \\ \dfrac{i_2}{I_0}=y_2;\quad \dfrac{u_{c2}}{U_{02}}=y_5;\quad \dfrac{i'_{a2}}{I_0}=y_8;\quad \dfrac{U_{23m}}{U_{02}}=p_2; \\ \dfrac{i_3}{I_0}=y_3;\quad \dfrac{u_{c3}}{U_{01}}=y_6;\quad \dfrac{i'_{a3}}{I_0}=y_9;\quad \omega t=x, \end{cases} \tag{5}$$

unde se alege, de exemplu, pentru I_0 valoarea :

$$I_0=\frac{U_{01}}{\omega L_1}, \tag{6}$$

și U_{02} dat de relația :

$$U_{02}=\frac{L_2}{L_1}U_{01}. \tag{7}$$

U_{01} se alege arbitrar.

Se mai introduc notațiile :

$$\begin{cases} \dfrac{r_1}{\omega L_1}=p_3;\ \dfrac{r_{e2}}{\omega L_2}=p_9;\ \dfrac{L_{e2}\cdot L_2}{L_{e3}\cdot L_1}=p_{15}; \\ \dfrac{r_2}{\omega L_1}=p_4;\ \dfrac{r_{e3}}{\omega L_2}=p_{10};\ \dfrac{L_{e1}\cdot L_2}{L_{e3}\cdot L_1}=p_{16}; \\ \dfrac{r_2}{\omega L_2}=p_5;\ \dfrac{L_2}{L_1}=p_{11};\ \dfrac{L_1L_3}{L_{e2}\cdot L_{e3}+L_{e1}\cdot L_{e3}+L_{e2}\cdot L_{e1}}=p_{17}; \\ \dfrac{r_3}{\omega L_2}=p_6;\ \dfrac{L_3}{L_2}=p_{12};\ \dfrac{1}{\omega^2L_1C}=p_{18}; \\ \dfrac{r_{e1}}{\omega L_1}=p_7;\ \dfrac{L_1L_2}{L_1L_2+L_1L_3+L_2L_3}=p_{13};\ \dfrac{1}{\omega^2L_2C}=p_{19}; \\ \dfrac{r_{e2}}{\omega L_1}=p_8;\ \dfrac{L_{e2}}{L_{e3}}=p_{14};\ \dfrac{1}{\omega^2L_3C}=p_{20}. \end{cases} \tag{8}$$

și coeficienții adimensionali A_{j0}, B_{j0}, C_{j0}, D_{j0}, E_{j0}, F_{j0}, ($j=1,2,3$) prin relațiile :

$$\begin{cases} A_{j0}=A_j; & D_{j0}=D_jI_0; \\ B_{j0}=B_jI_0^2; & E_{j0}=E_jU_{01}; \\ C_{j0}=\dfrac{C_j}{I_0}; & F_{j0}=F_jU_{01}. \end{cases} \tag{9}$$

Utilizînd notațiile (5)— (9), sistemul de ecuații (4) se poate scrie sub următoarea formă normată care permite soluționarea lui, prin metode numerice, pe un calculator:

$$
\begin{cases}
\dfrac{dy_1}{dx} = p_{13}\cdot\left\{(1+p_{13})\,[p_1\cdot\sin(x+\beta) - p_3 y_1 + p_4\cdot y_2 - y_4 + p_{11}\cdot y_5] + \right.\\
\qquad \left. + p_{11}\cdot\left[p_2\cdot\sin\left(x+\beta-\dfrac{2\pi}{3}\right) - p_5\cdot y_2 + p\cdot y_3 - y_5 + \dfrac{1}{p_{11}}\cdot y_6\right]\right\}\\
\dfrac{dy_2}{dx} = p_{13}\cdot\left\{p_2\cdot\sin\left(x+\beta-\dfrac{2\pi}{3}\right) - p_5\cdot y_2 + p_6\cdot y_3 - y_5 + \dfrac{1}{p_{11}}\cdot y_6 - \right.\\
\qquad \left. - p_{12}\cdot[p_1\cdot\sin(x+\beta) - p_3\cdot y_1 + p_4\cdot y_2 - y_4 + p_{11}\cdot y_5]\right\}\\
\dfrac{dy_3}{dx} = p_{13}\cdot\left\{-p_1\cdot\sin(x+\beta) + p_3\cdot y_1 - p_4\cdot y_2 + y_4 - p_{11}\cdot y_5 - \right.\\
\left. - (1+p_{11})\cdot\left[p_2\cdot\sin\left(x+\beta-\dfrac{2\pi}{3}\right) - p_5\cdot y_2 + p_6\cdot y_3 - y_5 + \dfrac{1}{p_{11}}\cdot y_6\right]\right\}\\
\dfrac{dy_4}{dx} = p_{18}\cdot(y_1 - y_7)\\
\dfrac{dy_5}{dx} = p_{19}\cdot(y_2 - y_8)\\
\dfrac{dy_6}{dx} = p_{18}\cdot(y_3 - y_9)\\
\dfrac{dy_7}{dx} = p_{17}\cdot\left\{(1+p_{14})\cdot\left[y_4 - p_{11}\cdot y_5 - p_7\cdot y_7 - m\cdot\dfrac{A_{10}+B_{10}(m\cdot y_7 - C_{10})^2}{1+B_{10}(m\cdot y_7 - C_{10})^2}\times\right.\right.\\
\qquad \times\dfrac{e^{D_{10}\,m\cdot y_7}-1}{E_{10}\cdot e^{D_{10}\cdot m\cdot y_7}+F_{10}} + m\cdot\dfrac{A_{20}+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}{1+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}-1}{E_{20}\cdot e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}+F_{20}} + p_8\cdot y_8\Big] +\\
\qquad + p_{15}\cdot\left[y_5 - \dfrac{1}{p_{11}}\cdot y_6 - p_9\cdot y_8 - \dfrac{m}{p_{11}}\cdot\dfrac{A_{20}+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}{1+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}-1}{E_{20}\cdot e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}+F_{20}} + \right.\\
\qquad \left.\left. + \dfrac{m}{p_{11}}\cdot\dfrac{A_{30}+B_{30}(m\cdot y_9 - C_{30})^2}{1+B_{30}(m\cdot y_9 - C_{30})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{30}\cdot m\cdot y_9}-1}{E_{30}\cdot e^{D_{30}\cdot m\cdot y_9}+F_{30}} + p_{10}\cdot y_9\right]\right\}\\
\dfrac{dy_8}{dx} = p_{17}\cdot\left\{-y_4 + p_{11}\cdot y_5 + p_7\cdot y_7 + m\cdot\dfrac{A_{10}+B_{10}(m\cdot y_7 - C_{10})^2}{1+B_{10}(m\cdot y_7 - C_{10})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{10}\cdot m\cdot y_7}-1}{E_{10}\cdot e^{D_{10}\cdot m\cdot y_7}+F_{10}} - \right.\\
\qquad - m\cdot\dfrac{A_{20}+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}{1+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}-1}{E_{20}\cdot e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}+F_{20}} - p_8\cdot y_8 +\\
\qquad + p_{16}\cdot\left[y_5 - \dfrac{1}{p_{11}}\cdot y_6 - p_9\cdot y_8 - \dfrac{m}{p_{11}}\cdot\dfrac{A_{20}+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}{1+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}-1}{E_{20}\cdot e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}+F_{20}} + \right.\\
\qquad \left.\left. + \dfrac{m}{p_{11}}\cdot\dfrac{A_{30}+B_{30}(m\cdot y_9 - C_{30})^2}{1+B_{30}(m\cdot y_9 - C_{30})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{30}\cdot m\cdot y_9}-1}{E_{30}\cdot e^{D_{30}\cdot m\cdot y_9}+F_{30}} + p_{10}\cdot y_9\right]\right\}\\
\dfrac{dy_9}{dx} = = p_{17}\cdot\left\{-p_{14}\cdot\left[y_4 - p_{11}\cdot y_5 - p_7\cdot y_7 - m\cdot\dfrac{A_{10}+B_{10}(m\cdot y_7 - C_{10})^2}{1+B_{10}(m\cdot y_7 - C_{10})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{10}\cdot m\cdot y_7}-1}{E_{10}\cdot e^{D_{10}\cdot m\cdot y_7}+F_{10}} + \right.\right.\\
\qquad + m\cdot\dfrac{A_{20}+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}{1+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}-1}{E_{20}\cdot e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}+F_{20}} + p_8\cdot y_8\Big] -\\
\qquad - (p_{15}+p_{16})\cdot\left[y_5 - \dfrac{1}{p_{11}}\cdot y_6 - p_9\cdot y_8 - \dfrac{m}{p_{11}}\cdot\dfrac{A_{20}+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}{1+B_{20}(m\cdot y_8 - C_{20})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}-1}{E_{20}\cdot e^{D_{20}\cdot m\cdot y_8}+F_{20}} + \right.\\
\qquad \left.\left. + \dfrac{m}{p_{11}}\cdot\dfrac{A_{30}+B_{30}(m\cdot y_9 - C_{30})^2}{1+B_{30}(m\cdot y_9 - C_{30})^2}\cdot\dfrac{e^{D_{30}\cdot m\cdot y_9}-1}{E_{30}\cdot e^{D_{30}\cdot m\cdot y_9}+F_{30}} + p_{10}\cdot y_9\right]\right\}
\end{cases}
\tag{10}
$$

În sistemul de ecuații (10) y_1, y_2, y_3 sînt curenții normați pe cele trei faze, absorbiți de la rețea, y_4, y_5, y_6 sînt tensiunile normate pe fază ale bateriei de condensatoare, montate în stea, pentru compensarea factorului de putere, y_7, y_8, y_9 sînt curenții raportați la primarul transformatorului (scrișt sub formă normată), ai arcului electric de pe fiecare fază, iar x este timpul normat.

Cu ajutorul modelului matematic al cuptorului electric trifazat reprezentat prin sistemul de ecuații (10) s-a studiat regimul permanent al curenților absorbiți de la rețea și ai celor prin arc, precum și cel al tensiunilor la bornele bateriei de condensatoare derivație în cazul unui cuptor de laborator pentru topit oțel, cu o capacitate de 50 kg, pe care Prof. dr. ing. K. Kegel a făcut încercări [9]. S-a considerat caracteristica dinamică $u_a(i)$ a arcului electric cea din figura 4, caracteristică tipică perioadei cînd încărcătura metalică a cuptorului nu este topită [6, 7], perioadă în care regimul deformant, introdus de cuptor, este puternic. În figura 4 linia întreruptă reprezintă curba experimentală, iar linia continuă reprezintă curba aproximată de funcția (1) prin neglijarea histerezisului.

Rezolvarea sistemului (10) s-a făcut cu ajutorul instalației de calcul CD 3 300 din cadrul Universității Erlangen — Nürnberg (R.F.G.). În acest scop s-a utilizat metoda Runge-Kutta de ordinul 4. Valorile coeficienților din sistemul (10) în cazul particular studiat pe calculator se dau în tabela 1. Programul în limbajul Fortran IV, utilizat pentru rezolvarea sistemului (10), este dat ca anexă la lucrarea [7]. Programul permite reprezentarea grafică, cu

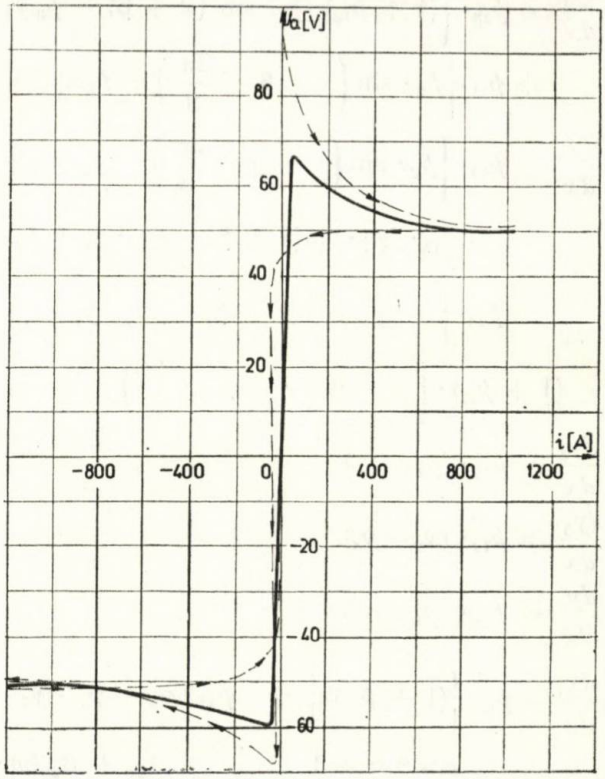


Fig. 4. Caracteristica dinamică u_a (i) a unui arc electric pentru un cuptor de 50 [kg] (după K. Kegel), încărcătura netopită.

Tabela 1

Nr. crt.	Mărimea	Unitatea	Valoarea	Nr. crt.	Mărimea	Unitatea	Valoarea	Nr. crt.	Mărimea	Unitatea	Valoarea
1	U_{12m}	V	$\sqrt{2}\cdot 6000$	21	p_{10}		8,75	41	C_{30}		$1,554774\cdot 10^{-3}$
2	U_{23m}	V	$\sqrt{2}\cdot 6000$	22	p_{11}		1	42	D_{10}		32,8600899
3	U_{01}	V	$\sqrt{2}\cdot 6000$	23	p_{12}		1	43	D_{20}		32,8600899
4	U_{02}	V	$\sqrt{2}\cdot 6000$	24	p_{13}		1/3	44	D_{30}		32,8600899
5	ωL_1	Ω	4	25	p_{14}		1	45	E_{10}		165,379579
6	ωL_2	Ω	4	26	p_{15}		1	46	E_{20}		165,379579
7	ωL_3	Ω	4	27	p_{16}		1	47	E_{30}		165,379579
8	ωLe_1	Ω	120	28	p_{17}		$9,523806\cdot 10^{-3}$	48	F_{10}		167,005649
9	ωLe_2	Ω	140	29	p_{18}		198,842877	49	F_{20}		167,005649
10	ωLe_3	Ω	140	30	p_{19}		198,842877	50	F_{30}		169,005649
11	m		50	31	p_{20}		198,842877	51	β	rad	-1,04468239
12	p_1		1	32	I_0	A	2121,32034	52	$y_1(0)$		0.
13	p_2		1	33	A_{10}		7,11497686	53	$y_2(0)$		-0,0025
14	p_3		0,5	34	A_{20}		7,11497686	54	$y_3(0)$		0,0025
15	p_4		0,5	35	A_{30}		7,11497686	55	$y_4(0)$		-0,5798
16	p_5		0,5	36	B_{10}		2784,39438	56	$y_5(0)$		0,2898
17	p_6		0,5	37	B_{20}		2784,39438	57	$y_6(0)$		-0,2898
18	p_7		8,75	38	B_{30}		2784,39438	58	$y_7(0)$		0.
19	p_8		8,75	39	C_{10}		$1,554774\cdot 10^{-3}$	59	$y_8(0)$		0.
20	p_9		8,75	40	C_{20}		$1,554774\cdot 10^{-3}$	60	$y_9(0)$		0.

Tabela 2

Analiza armonică a funcţiilor y_j (j = 1, 2, ..., 9) reprezentate în figura 5

Armonica k	Amplitud. arm. k	Faza iniţială	Amplitud. arm. k	Faza iniţială	Amplitud. arm. k	Faza iniţială
	y_1		y_2		y_3	
0	2.09396973 E−03	0.00000000 E−01	1.51388204 E−03	0.00000000 E−01	−3.60785188 E−03	0.00000000 E−01
1	1.64911381 E−01	−5.24601073 E−01	1.65470815 E−01	5.02844279 E−01	1.62358076 E−01	1.55691701 E+00
2	4.69211787 E−03	3.47221385 E−01	6.72262635 E−03	3.65091601 E−01	2.03298740 E−03	4.06345428 E−01
3	2.78197098 E−03	2.03125659 E−01	3.23703228 E−03	2.83057472 E−01	5.14379296 E−04	7.29592989 E−01
4	3.86298564 E−03	2.87838525 E−01	4.41368801 E−03	3.09378691 E−01	5.57838357 E−04	4.59089701 E−01
5	1.35778846 E−02	1.03637876 E+00	1.29294257 E−02	−2.11113481 E−01	1.54913334 E−02	−1.19214739 E+00
6	2.04939090 E−03	−8.68892821 E−01	1.73485072 E−03	1.04085179 E+00	3.09418970 E−03	−1.42605555 E+00
7	8.16081154 E−03	−6.71015334 E−01	8.18483284 E−03	3.02901495 E−01	7.64881069 E−03	1.38396393 E+00
8	1.44066589 E−03	−9.00370362 E−01	1.38746183 E−03	−8.51130143 E−01	8.76135716 E−05	1.34741804 E+00
9	1.09269096 E−03	−1.25494159 E+00	1.31399153 E−03	−1.30968592 E+00	2.30815590 E−04	1.66988626 E+00
10	2.24839502 E−03	−1.24574371 E+00	2.86248519 E−03	−1.44316563 E+00	7.91920917 E−04	1.10780271 E+00
11	6.39187724 E−03	−3.35019361 E−01	4.68875478 E−03	1.37694381 E+00	7.37611458 E−03	3.45689413 E−01
	y_4		y_5		y_6	
0	3.83733095 E−03	0.00000000 E−01	8.36118537 E−03	0.00000000 E−01	−1.21985423 E−02	0.00000000 E−01
1	5.76922106 E−01	−2.53205299 E−01	5.72519201 E−01	7.76843900 E−01	5.66177474 E−01	−1.30220920 E+00
2	1.55831147 E−02	−5.08759531 E−02	1.28421697 E−02	4.97123706 E−01	8.13147366 E−03	−1.01718505 E+00
3	8.77580864 E−03	5.37988150 E−02	6.96891695 E−03	4.13298473 E−01	3.32928059 E−03	−7.73944131 E−01
4	6.30669255 E−03	8.41282613 E−02	4.86500674 E−03	3.13102651 E−01	1.91835266 E−03	−5.29240765 E−01
5	3.91032391 E−03	8.54372176 E−01	6.06393305 E−03	7.83952211 E−01	2.18072750 E−03	6.57447289 E−01
6	3.66078756 E−03	3.05870640 E−01	3.44144161 E−03	3.91589501 E−01	3.75000399 E−04	−5.97945785 E−01
7	5.74371064 E−03	5.72387959 E−01	4.12174364 E−03	1.09758310 E+00	3.00201213 E−03	−1.86884756 E−01
8	3.60672346 E−03	4.99455354 E−01	2.91396655 E−03	5.85366915 E−01	7.46616157 E−04	1.57965003 E−01
9	3.21004451 E−03	5.13068965 E−01	2.04900830 E−03	5.42838681 E−01	5.66824784 E−04	3.73462850 E−01
10	3.46065036 E−03	5.20143037 E−01	3.03738578 E−03	4.52042046 E−01	4.77341160 E−04	9.67931963 E−01
11	1.33650720 E−03	−9.18360849 E−01	1.81792883 E−03	−1.26844022 E+00	3.10736637 E−03	−1.12038436 E+00
	y_7		y_8		y_9	
0	7.14428530 E−03	0.00000000 E−01	7.94217627 E−04	0.00000000 E−01	−7.93850306 E−03	0.00000000 E−01
1	3.91432248 E−01	−8.85952944 E−01	3.97276365 E−01	1.48001762 E−01	3.89856091 E−01	1.18878892 E+00
2	7.65141826 E−03	1.35532761 E−01	1.55079238 E−02	2.21391749 E−01	7.91194417 E−03	3.04416939 E−01
3	4.53586777 E−03	3.28349630 E−02	7.57002841 E−03	1.67846855 E−01	3.13545471 E−03	3.63819342 E−01
4	6.41192403 E−03	2.19432860 E−01	8.99154570 E−03	2.55752022 E−01	2.59431856 E−03	3.45616928 E−01
5	2.37193165 E−02	1.04539459 E+00	2.11577259 E−02	−1.99545087 E−01	2.62479041 E−02	−1.22724278 E+00
6	3.33977975 E−03	−1.01324996 E+00	3.01580571 E−03	8.42657151 E−01	5.09068380 E−03	1.52366000 E+00
7	1.16314642 E−02	−6.15985694 E−01	1.11750331 E−02	3.41160663 E−01	1.05105030 E−02	1.47194074 E+00
8	1.78556159 E−03	−6.18072647 E−01	1.47948675 E−03	−1.04799329 E+00	7.57944640 E−04	3.32209091 E−01
9	9.54602559 E−04	−8.46061069 E−01	1.27866169 E−03	−1.56345670 E+00	8.40670526 E−04	7.35316513 E−01
10	1.74041244 E−03	−1.05169312 E+00	2.35922796 E−03	−1.52256480 E+00	1.12987829 E−03	8.45306537 E−01
11	4.02248131 E−03	−4.12401443 E−01	3.08577356 E−03	1.48026491 E+00	4.22483227 E−03	3.53075276 E−01

ajutorul Plotter-ului cu care este prevăzut calculatorul CD 3300, precum și analiza Fourier a soluțiilor $y_j (j = 1, 2, \ldots, 9)$ calculate. Reprezentarea grafică a soluțiilor $y_j (j = 1, 2, \ldots 9)$ în cazul studiat se dă în figura 5.

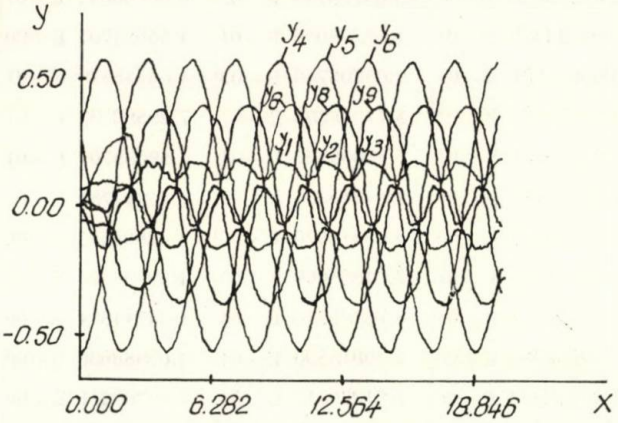


Fig. 5. Reprezentarea grafică a soluțiilor y_j ($j = 1, 2, \ldots, 9$) ale sistemului (10) în cazul în care coeficienții au valorile din tabela nr. 1.

Trebuie menționat că pentru a putea fi reprezentate pe aceeași figură toate soluțiile $y_j (j = 1, 2, \ldots, 9)$, soluțiile y_1, y_2, y_3 au fost multiplicate cu factorul de scară 25, iar soluțiile y_7, y_8, y_9 au fost multiplicate cu factorul de scară 50. În tabela 2 se dau amplitudinile și fazele inițiale ale armonicilor pînă la ordinul 11 ale funcțiilor $y_j (j = 1, 2, \ldots, 9)$ care au fost reprezentate în figura 5. Analiza armonică s-a făcut pentru ultima perioadă a funcțiilor calculate și reprezentate în figura 5.

3. Concluzii

În vederea analizei circuitului electric al unui cuptor trifazat cu arc, care conține condensatoare derivație pentru compensarea factorului de putere al cuptorului, s-a realizat un model matematic constituit dintr-un sistem de 9 ecuații diferențiale nelineare. Modelul se bazează pe utilizarea unei funcții de aproximare a caracteristicii dinamice $u_a(i)$ a arcului electric din cuptor.

Într-un caz particular al unui cuptor trifazat de laborator cu arc electric, s-a făcut analiza circuitului electric cu ajutorul modelului matematic, utilizînd un calculator CD 3300.

Din cazul studiat pe calculatorul CD 3300, pentru perioada de început a topirii șarjei (caracteristica arcului fiind cea din figura 4) au reieșit următoarele date (tabela 2):

— curenții arcului cuptorului (y_7, y_8, y_9) conțin predominant armonicile impare și anume: armonica a 5-a cu amplitudinea de circa 6%, armonica a 7-a cu amplitudinea de circa 3%, armonica a 3-a cu amplitudinea de circa 1% din amplitudinea fundamentalei; dintre armonicile pare, armonica a 2-a are amplitudinea de circa 2% din amplitudinea fundamentalei;

— curenții absorbiți de cuptor de la rețea (y_1, y_2, y_3) conțin cu preponderență armonicile impare și anume: armonica a 5-a cu amplitudinea de circa 9%, armonica a 7-a cu amplitudinea de circa 5%, armonica a 3-a cu amplitudinea de circa 1,5% din amplitudinea fundamentalei; dintre armonicile pare, armonica a 2-a are amplitudinea cea mai mare (circa 3%);

— în undele tensiunilor la bornele condensatoarelor (y_4, y_5, y_6) dintre armonici predomină cea de ordinul 2 (depășind 2%), urmată de armonica a 3-a (sub 2%);

— curenții prin arc și cei absorbiți de la rețea, precum și tensiunile la bornele condensatoarelor conțin și componente continue care explică așa numitul efect de „redresare" a cuptoarelor cu arc, care se datorează caracteristicii $u_a(i)$ nesimetrice a arcului electric din cuptoare, ca urmare a naturii diferite a electrozilor (grafit sau cărbune și metal).

Cu modelul propus se pot modela pe calculator și alte regimuri de funcționare a cuptoarelor cu arc electric, cu scopul de a trage concluzii asupra regimului deformant creat de acestea.

Bibliografie

[1] *Bretthauer, K., Timm, K.* En Beitrag zur Theorie des Drehstrom — Lichtbogenofens. In: Elektrowärme international, Essen, Band 28 (1970), Nr. 3, p. 115—120.

[2] *Calvet, J.* Modèle mathématique d'un four électrique. In: Comptes Rendus hebdomaire des Séances Académies des Sciences, Paris, t. 265 (1967), Série A, p. 803—805.

[3] *Dunski, V., Jonen, J., Kegel, K.* Das Verhalten des elektrischen Lichtbogens in Argonatmosphäre unter verschiedenen Strom — und Spannungsbedingungen in Lichtbogenöfen zum Stahlschmelzen. In: Elektrowärme international, Essen, Band 28 (1970), Nr. 12, p. 679—690.

[4] *Efroimovici, Iu. E.* Issledovanie elektriceskih rejimov dugovîh pecei s pomoșciu modeli. In: Elektricestvo Moskva, 1959, nr. 8, p. 45—51.

[5] *Gligor, T. D.* Asupra unor regimuri tranzitorii în instalațiile cuptoarelor electrice cu arc. Buletinul I.P. Cluj, 1973.

[6] *Gligor, T. D.* Dificultăți ce apar la ameliorarea factorului de putere utilizînd condensatoare. Referat la teza de doctorat, 1971, Institutul politehnic — Iași.

[7] *Gligor, T. D.* Studiul regimurilor tranzitorii și permanente din circuitele cuptoarelor cu arc electric utilizînd o funcție de aproximare a caracteristicii arcului. Lucrare comunicată la sesiunea științifică jubiliară a Institutului poltehnic Iași, decembrie 1972.

[8] *Horoszko, E.* Ein Beitrag zum Stromkreisdiagramm der Lichtbogenöfen. In: Internationales wissenschaftliches Kolloquim der Technischen Hochschule Ilmenau, 1968 (1969), Nr. 8, Elektrowärme, Teil 2, p. 41—45.

[9] *Kegel, K., Granz, J., Kirchhoff, H.* Massnahmen zur Stabilisierung von Lichtbögen in Drehstromlichtbogenöfen zum Stahlschmelzen zur Vermeidung von Netzrückwirkungen. In: Elektrowärme international, Essen, Band 26, Nr. 10, 1968, p. 356—367.

[10] *Paschkis, V.* Simulator circuits for consumable electrode furnace. În: V Congrès international d'Electrothermie, Wiesbaden, 1963, Ref. 166, p. 1—6.

Intrat în redacție la 22. II. 1973

O soluție pentru extinderea limitei superioare de măsură la megohmmetrul tranzistorizat de 2500 V de fabricație indigenă

MIHAI ANTONIU — Iași și GHEORGHE PÎRPĂRIȚĂ* — București

CZ 621.317.734

Într-o lucrare anterioară [1], s-a arătat că megohmmetrul românesc de 2500 V (MT — 25) [2] prezintă două neajunsuri importante : limită superioară de măsurare mică : $R_{xs} = 2000\ G\Omega$, din care cauză nu poate fi utilizat la măsurarea rezistenței de izolație în mașinile și instalațiile electrice moderne cu izolație pe bază de rășini sintetice, unde această rezistență este de ordinul zecilor și sutelor de GΩ ; nu permite controlul absenței tensiunii pe obiectul încercat, ceea ce contravine normelor de tehnică a securității muncii. Pentru eliminarea acestor două neajunsuri, s-a preconizat : fie utilizarea unei scheme cu microampermetru și stabilizator de tensiune [3], fie modificarea schemei existente, în scopul adaptării logometrului la măsurări de tensiune [1,4]. Ambele soluții, însă, nu satisfac în întregime cerința față de R_{xs} și de aceea, în lucrarea de față se propune o schemă, bazată pe voltmetru electrostatic și stabilizator de tensiune, soluție ce permite înlăturarea completă a inconvenientelor menționate, iar realizarea megohmmetrului respectiv nu necesită materiale sau componente de import.

Ideea utilizării voltmetrului electrostatic la aparate pentru măsurarea rezistenței este cunoscută [5], iar în cele ce urmează se prezintă o cale de transpunere a acesteia la aparatul MT—25, cu examinarea principalilor parametri de calitate [6] ce se pot obține.

Prezentarea schemei propuse. Schema de principiu a megohmmetrului propus este arătată în figura 1, unde bateria b (2 × 4,5 V 3 R 12), stabilizatorul ST și convertorul CT, formează blocul de alimentare ce furnizează tensiunea înaltă continuă $U = 2500$ V, necesară blocului de măsură. Acesta e alcătuit din circuitul de măsură ce cuprinde rezistența de referință R_0, compusă din trei trepte : R_{01}, R_{02} și R_{03}, ce pot fi introduse în circuit cu ajutorul comutatorului K_2 — rezistența de măsurat R_x și voltmetrul electrostatic V, gradat atît în unități de rezistență (GΩ), cît și în unități de tensiune.

Aparatul intră în funcțiune la închiderea întrerupătorului normal deschis (tip buton) K_1, legat mecanic cu K_1', situație în care pe cadranul voltmetrului se citește valoarea rezistenței R_x. Cînd $K_1 — K_1'$ este deschis, aparatul poate fi utilizat la măsurarea tensiunilor (U_x) continue și alternative, ceea ce permite controlul absenței tensiunii pe obiectul de încercat — operație obligatorie atît înainte, cît și după operația de măsurare a rezistenței de izolație. Rezistența R_d, ce poate fi introdusă în circuit cu ajutorul butonului K_3, servește la descărcarea sarcinii electrice acumulată pe obiectul de încercat.

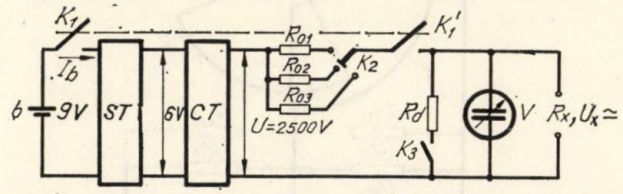


Fig. 1. Schema de principiu a megohmmetrului propus : ST și CT stabilizator și respectiv convertor de tensiune; $R_{01}...R_{03}$ — rezistențe de referință; V — voltmetru electrostatic; R_x și U_x — rezistența și tensiunea de măsurat.

Pentru voltmetrul V, s-a adoptat tipul cu ecuația de funcționare naturală (pătratică), deoarece la aceeași tensiune nominală și aceleași dimensiuni ale mecanismului asigură un cuplu stabilizant specific de peste trei ori mai mare [7], are construcția mai simplă și conduce la o formă a scării gradate a megohmmetrului mai convenabilă decît tipul cu ecuație de funcționare liniară. În ceea ce privește circuitul de măsură, s-a preferat varianta cu voltmetrul pe rezistența R_x, deoarece conduce la o mai bună repartiție a tensiunii pe obiectul de încercat, decît în cazul variantei cu voltmetrul pe R_0. Pentru blocul de alimentare s-a preferat stabilizarea în amonte de convertor, deoarece este mai convenabilă din punct de vedere energetic [8].

Examinarea parametrilor de calitate ce se pot obține cu schema propusă. Principalii parametri de calitate a unui megohmmetru sînt : limitele de măsură, forma scării gradate, coeficientul de repartiție a tensiunii pe obiectul de încercat și clasa de precizie.

Forma scării gradate și limitele de măsurare. În figura 2 se arată schema circuitului de măsură împreună cu tipul de voltmetru utilizat, unde 1 și 2 reprezintă electrodul fix și,respectiv, electrodul mobil, iar R_0 — rezistența de referință. Pentru funcționarea corectă a acestui bloc de măsură este necesar ca :

$$R_{iv} \gg R_{xs}\ ;\ R_{i0} \gg R_0, \qquad (1)$$

unde :

R_{iv} și R_{i0} reprezintă rezistența de izolație a voltmetrului și, respectiv, a rezistenței de refe-

* Dr. ing. *M. Antoniu* este conferențiar la Institutul politehnic din Iași, iar ing. *Gh. Pîrpăriță* lucrează la întreprinderea „Electromagnetica" — București.

rință R_0. Cu respectarea condiției (1), în baza circuitului din figura 2 se poate scrie relația:

$$U_{Rx} = U \frac{R_x}{R_x + R_0}, \qquad (2)$$

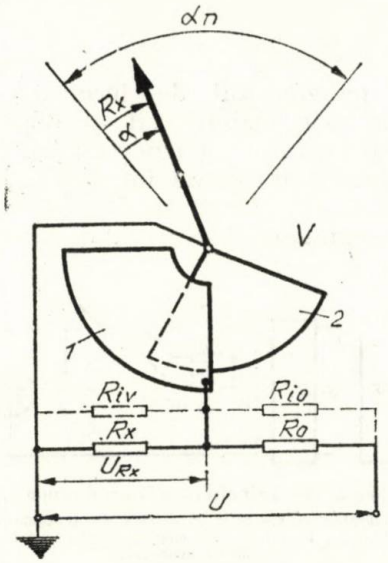


Fig. 2. Schema blocului de măsură al megohmmetrului: R_{iv} și R_{io} — rezistența de izolație a voltmetrului și respectiv a rezistenței de referință R_0.

care, asociată cu ecuația de funcționare a voltmetrului [7]:

$$\alpha = \frac{K}{D} U_{R_x}^2, \qquad (3)$$

conduce la ecuația de funcționare a megohmmetrului:

$$\alpha = \frac{K U^2}{D} \left(\frac{R_x}{R_x + R_0} \right)^2, \qquad (4)$$

unde, α reprezintă deviația acului indicator, K — o constantă a mecanismului voltmetrului, iar D — cuplul specific al resortului antagonist.

Cînd $R_x \to \infty$, acul indicator ajunge la finele scării gradate ($\alpha = \alpha_n$) și ca urmare (4) capătă forma:

$$\alpha_n = \frac{K U^2}{D},$$

de unde, prin împărțire, se obține ecuația de funcționare generalizată a megohmmetrului:

$$\eta = \frac{\mu^2}{(\mu + 1)^2}, \qquad (5)$$

în care s-au introdus mărimile raportate:

$$\eta = \frac{\alpha}{\alpha_n}, \qquad (6)$$

$$\mu = \frac{R_x}{R_0}. \qquad (7)$$

În figura 3 *a* s-a reprezentat forma scării gradate conform cu (5), unde R_{xs} reprezintă limita superioară de măsură (valoarea lui R_x pentru $\alpha = 0{,}98\ \alpha_n$), iar R_{xi} — limita inferioară

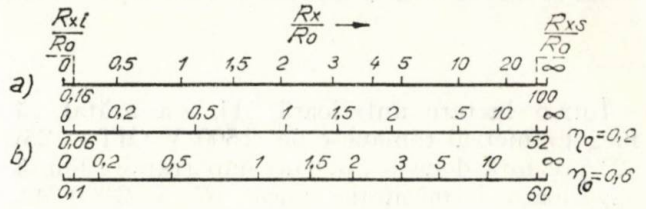


Fig. 3. Forma scării gradate:
a) cu voltmetru pătratic (fig. 2); *b)* cu voltmetru liniar; R_{xi} și R_{xs} — limita inferioară și, respectiv, superioară de măsură.

de măsură (valoarea lui R_x pentru $\alpha = 0{,}02\ \alpha_n$) [9]. Se observă că scara gradată are aspect logaritmic, formă convenabilă pentru megohmmetre. Pentru aprecierea calității aparatului în privința limitelor de măsurare se pot folosi parametrii:

$$A = \frac{R_{xs}}{R_{xi}}, \qquad (8)$$

$$a = \frac{R_{xs}}{R_0}. \qquad (9)$$

Cu cît A este mai mare (în cazul de față figura 3 *a*, $A = 627$) cu atît megohmmetrul este mai convenabil, deoarece rezistența de izolație variază în limite largi. De asemenea, este de dorit o valoare mare pentru a (în cazul de față $a = 100$), deoarece la același R_0 se obține o limită R_{xs} mai ridicată, cum și o mai bună repartiție a tensiunii pe obiectul de încercat (fig. 4). Evident, valoarea maximă a parametrului R_{xs} este limitată de către rezistența de izolație R_{iv}, așa cum rezultă din condiția (1).

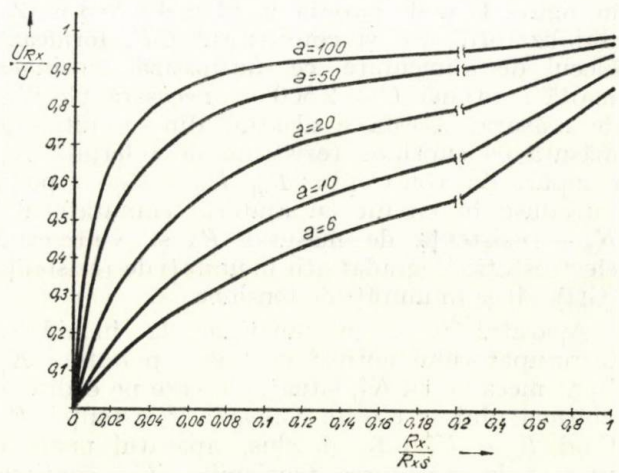


Fig. 4. Curbele de repartiție a tensiunii pe obiectul de încercat (U_{Rx}), avînd pe $a = R_{xs}/R_0$ ca parametru.

În scopul extinderii limitelor de măsură, s-au prevăzut trei rezistențe de referință: $R_{01} <$

$< R_{02} < R_{03}$ (fig. 1). În felul acesta, domeniul de măsură poate fi extins pe aproximativ 7 ordine de mărime, în loc de 2—3 ordine cît permite o singură rezistență R_0 (fig. 3-*a*).

Repartiția tensiunii pe obiectul de încercat. Relația (2) mai poate fi transcrisă în forma :

$$\frac{U_{Rx}}{U} = \frac{\frac{R_x}{R_{xs}}}{\frac{R_x}{R_{xs}} + \frac{1}{a}}, \qquad (10)$$

care pune în evidență coeficientul de repartiție a tensiunii de lucru pe obiectul de măsurat. În figura 4 s-a reprezentat familia de curbe definită de (10), avînd pe *a* ca parametru. Se observă că la $a = 100$ (aparatul din figura 1), repartiția tensiunii pe obiectul de încercat este convenabilă. Se observă, de asemenea, că la scăderea lui această repartiție se înrăutățește, ceea ce face necesară căutarea cauzelor care duc la o asemenea scădere.

Unele cauze ce duc la scăderea parametrului a. Parametrul *a* este hotărît în întregime de ecuația de funcționare a megohmmetrului, care la rîndu-i este influențată de forma ecuației de funcționare a voltmetrului și de modul de conectare a acestuia în circuitul de măsură.

a) *Forma ecuației de funcționare a voltmetrului.* S-a arătat că în cazul folosirii voltmetrului pătratic (fig. 2), se obține $a = 100$ (fig. 3 a), ceea ce asigură o bună repartiție a tensiunii pe obiectul de încercat, așa cum rezultă din figura 4.

Dacă voltmetrul *V* (fig. 1) este de tipul cu ecuație de funcționare liniară, adică [7] :

$$\frac{\eta(\eta + \eta_0)}{1 + \eta_0} = \frac{K}{\alpha_n^2} \cdot U_x^2, \qquad (11)$$

atunci ecuația de funcționare a megohmmetrului capătă forma :

$$\frac{\eta(\eta + \mu_0)}{1 + \mu_0} = \frac{\mu^2}{(\mu + 1)^2}, \qquad (12)$$

unde $\eta_0 = 0{,}1 \ldots 0{,}8$ este un parametru de care depinde gradul de liniaritate a ecuației (11) (cu cît η_0 este mai mic cu atît liniaritatea este mai bună) iar celelalte notații au semnificația de mai înainte. În figura 3*b*, s-a reprezentat forma scării gradate conform cu (12), iar în figura 5 se arată dependența de η_0 a parametrilor de calitate *a* și *A*, conform cu (12). Se observă (fig. 3*b*) că, scara este mai puțin convenabilă (mai dilatată în zona rezistențelor mici și mai contractată în cea a rezistențelor mari) decît cea obținută cu voltmetrul pătratic (fig. 3*a*) și că repartiția tensiunii pe obiectul de încercat (fig. 4) se înrăutățește într-o anumită măsură, deoarece parametrul *a* scade pînă la valoarea 50.

Din figura 5, mai rezultă că parametrii *A* și R_{xi}/R_0, sînt ceva mai buni decît în cazul utilizării voltmetrului pătratic, însă acest cîștig rămîne neînsemnat față de pierderile la parametrii *a* și U_x/U, cum și la forma scării gradate. Rezultă deci că, atît în privința repartiției tensiunii pe obiectul de încercat, cît și în cea a formei scării gradate, voltmetrul pătratic este

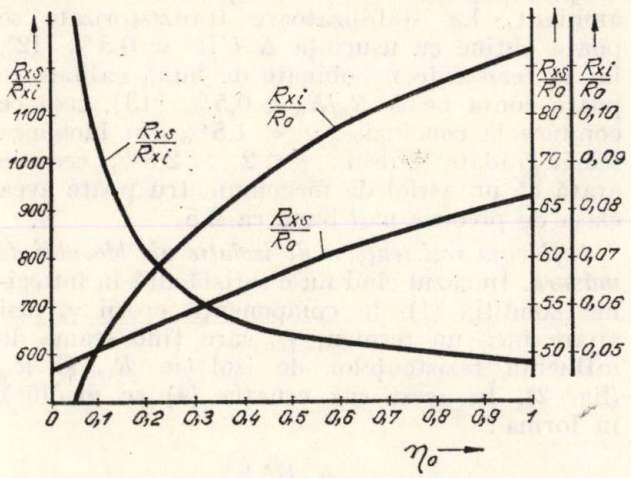


Fig. 5. Dependența limitelor R_{xi} și R_{xs} de parametrul liniarității (η_0) în cazul utilizării voltmetrului liniar.

mai adecvat decît cel liniar pentru megohmmetre.

b) *Modul de conectare a voltmetrului în circuitul de măsură.* Dacă în circuitul din figura 2 se inversează R_x cu R_0, ecuația de funcționare a megohmmetrului devine :

$$\eta = \frac{1}{(1 + \mu)^2}. \qquad (13)$$

O analiză a acesteia arată că parametrul *A* și forma scării gradate sînt tot atît de convenabile ca în cazul ecuației (5) însă parametrul *a* coboară la valoarea $a = 6$, ceea ce duce (conform cu fig. 4) la înrăutățirea inadmisibilă a repartiției tensiunii pe obiectul de încercat. În afară de aceasta, valoarea scăzută a lui *a* conduce și la un inconvenient metrologic important deoarece, în acest caz, pentru aceeași limită superioară (R_{xs}) va fi necesară o rezistență de referință de 100/6 ori mai mare. Toate acestea arată că schema cu voltmetrul pe R_0 nu este adecvată pentru megohmmetre.

Clasa de precizie. Acest parametru se stabilește pe baza erorii fundamentale a megohmmetrului

$$\gamma = \gamma_v + \gamma_c, \qquad (14)$$

în care : γ_v reprezintă eroarea proprie a voltmetrului, iar γ_c — eroarea introdusă de circuitul de măsură în indicația megohmmetrului.

La tensiunea nominală de 2 500 V și la o calitate bună a perechilor vîrf-lagăr, γ_v este sub 0,5 ... 1% din lungimea scării gradate [10, 11].

Din prelucrarea ecuației de funcționare (5), rezultă eroarea :

$$\gamma_c = 2\frac{\Delta U}{U} + \frac{2}{\mu + 1}\cdot\frac{\Delta R_0}{R_0} \approx 2\frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta R_0}{R_0}, \qquad (15)$$

în care : $\Delta\, U/U$ reprezintă instabilitatea tensiunii U, iar $\Delta\, R_0/R_0$ include atît instabilitatea în timp, cît și la variația temperaturii mediului ambiant. La stabilizatoare tranzistorizate se poate obține cu ușurință $\Delta\, U/U \leqslant 0{,}5\%$ [12], iar la rezistențe nebobinate de bună calitate se poate conta pe $\Delta\, R_0/R_0 \leqslant 0{,}5\%$ [13], ceea ce conduce la concluzia : $\gamma_c \leqslant 1{,}5\%$ din lungimea scării gradate și deci : $\gamma \leqslant 2 \ldots 2{,}5\%$, ceea ce arată că un astfel de megohmmetru poate avea clasa de precizie mai bună ca 2,5.

Influența rezistențelor de izolație ale blocului de măsură. În cazul cînd nu e satisfăcută în întregime condiția (1), în componența erorii γ_c mai apare încă un termen, γ_i, care ține seama de influența rezistențelor de izolație R_{iv} și R_{i0} (fig. 2). În acest caz ecuația (4) se modifică în forma :

$$\alpha' = \frac{K\cdot U^2 R_x^2}{D\left[R_x + R_0\dfrac{1 + \dfrac{R_x}{R_{iv}}}{1 + \dfrac{R_0}{R_{i0}}}\right]^2},$$

și ca urmare, în indicația megohmmetrului va apărea eroarea ($R_{iv} \approx R_{i0}$) :

$$\frac{\alpha' - \alpha}{\alpha} = \frac{(R_x + R_0)^2}{\left[R_x + R_0\cdot\dfrac{1 + \dfrac{R_x}{R_{iv}}}{1 + \dfrac{R_0}{R_{iv}}}\right]^2} - 1,$$

care, pentru $R_x = R_{xs}$ devine maximă și capătă forma :

$$\gamma_i = \frac{\alpha_s' - \alpha_s}{\alpha_s} = \frac{(a+1)^2\,(a+\lambda)^2}{a^2\,(a + 2\lambda + 1)^2} - 1, \qquad (16)$$

unde : α_s și α_s' reprezintă deviația corespunzătoare limitei superioare de măsură ($R_x = R_{xs}$), iar :

$$\lambda = \frac{R_{xs}}{R_{iv}}. \qquad (17)$$

În figura 6 se arată dependența erorii γ_i de raportul λ, avînd pe a drept parametru. Se observă că pentru $a = 100$ (blocul de măsură din figura 2) și $\lambda \leqslant 0{,}1$ eroarea γ_i este sub 0,25% din lungimea scării gradate, ceea ce arată că pentru acest megohmmetru se poate neglija γ_i dacă $R_{xs} \leqslant 0{,}1\, R_{iv}$ și trebuie luată în considerație în caz contrar.

Se observă, de asemenea, că la $a = 50$, γ_i crește la dublu pentru același λ, ceea ce arată că și sub acest aspect voltmetrul liniar (la acesta după cum rezultă din figura 5, $a = 50 \ldots 65$), nu este adecvat pentru alcătuirea megohmmetrelor.

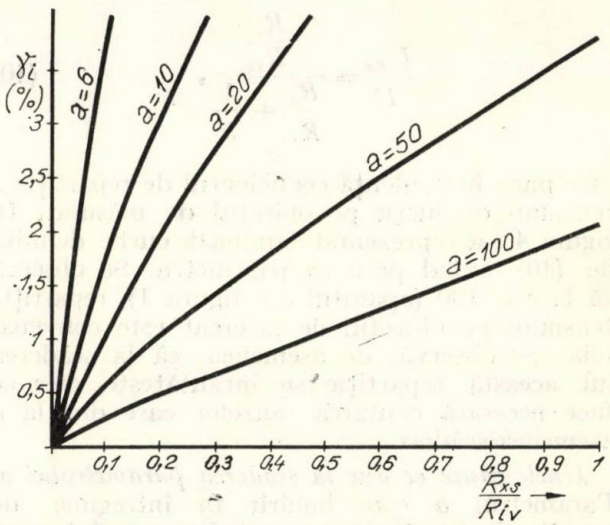


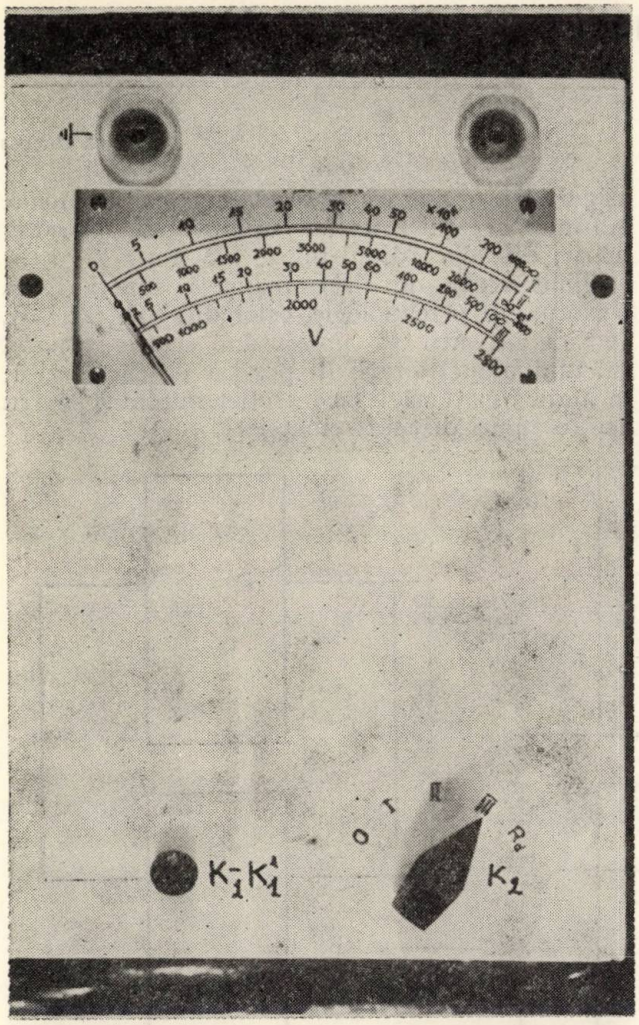
Fig. 6. Dependența erorii datorată rezistenței de izolație a voltmetrului de limita superioară de măsură.

În fine, pentru $a = 6$ se observă că γ_i este inadmisibil de mare (2%) chiar pentru $\lambda = 0{,}05$, ceea ce probează că nici sub acest aspect schema cu voltmetrul pe rezistența de referință (situație în care $a \leqslant 6$) nu este adecvată pentru megohmmetre.

Din cele prezentate mai sus (fig. 3 ... 6), rezultă că pentru alcătuirea unui megohmmetru cu voltmetru electrostatic trebuie preferată schema cu voltmetrul pătratic conectat pe rezistența de măsurat, deoarece asigură o formă convenabilă pentru scara gradată, o bună repartiție a tensiunii pe obiectul de încercat și o influență redusă a rezistenței de izolație a voltmetrului.

Exemplu de realizare practică. În figura 7 se arată modelul construit pe baza schemei din figura 1. Construcția a fost realizată într-un atelier obișnuit de mecanică fină, cu materiale, piese și componente produse în țară. La blocul de alimentare ($ST + CT$) s-a adoptat soluția din [3], cu deosebirea că, multiplicatorul de tensiune a fost modificat în maniera descrisă în lucrarea [14], în scopul micșorării rezistenței de ieșire. Pentru cutie s-a adoptat forma : 222 × 184 × 68 mm care, la egal volum cu cea a aparatului $MT - 25$, permite o lungime a scării gradate de 1,5 ori mai mare (120 mm) și o înălțime de aproape 1,5 ori mai mică (68 față de 94 mm).

Aparatul realizat permite măsurarea rezistențelor de izolație între 2 și 10^7 MΩ, în trei game : $2—10^3$, $200—10^5$ și $2.10^4—10^7$ MΩ, în condițiile cerute de standardele actuale, cu



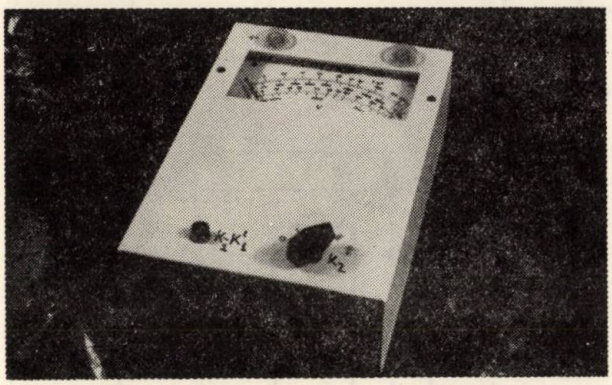


Fig. 7. Fotografia modelului construit :
$K_1 - K_1'$ – butonul de pornire; K_2 – comutatorul rezistențelor de referință (sensibilității).

erori sub 1,5%; 2,5% și, respectiv, 5% din lungimea scării gradate, precum și a tensiunilor continue și alternative pînă la 3 kV, cu erori sub 1,5% din lungimea scării gradate. Precizia mai scăzută pe ultima treaptă de sensibilitate (5%), decît cea evaluată teoretic ($\gamma < 2{,}5\%$), se datorează calității (inferioară) rezistenței R_{03} (10^5 MΩ) de care s-a dispus.

Față de $MT - 25$ aparatul construit (fig. 7) prezintă următoarele avantaje importante : limita superioară de măsură cu aproape 4 ordine de mărime mai ridicată ; permite măsurarea tensiunilor continue și alternative pînă la 3 kV, precum și controlul absenței tensiunii pe obiectul de încercat ; lungimea scării gradate este sensibil mai mare (120 mm) ceea ce permite o distribuție mai convenabilă a diviziunilor și o creștere a preciziei citirilor ; consum de la baterie aproape de două ori mai mic ($I_b = 120 - 140$ mA față de 250 — 260 la $MT - 25$) ; simultan cu valoarea rezistenței de izolație aparatul indică și tensiunea la care e măsurată.

Concluzii. Prin utilizarea unei scheme cu voltmetru electrostatic și stabilizator de tensiune, limita superioară de măsură a megohmmetrului românesc de 2 500 V poate crește de la 2 000 MΩ la 10^7 MΩ, consumul de la baterie se poate reduce la aproape jumătate și se obține posibilitatea controlului tensiunii de obiectul de încercat.

Dintre schemele de megohmmetre cu voltmetru electrostatic și stabilizator de tensiune se arată a fi mai bună cea cu voltmetru pătratic (ecuație de funcționare pătratică), conectat la bornele rezistenței de măsurat.

Bibliografie

[1] *Antoniu, M.* Posibilități imediate pentru modernizarea megohmmetrului românesc. În : Calitatea producției și metrologie, nr. 1, ian., 1973.

[2] Catalog de produse IRME, Ministerul Energiei Electrice, 1970, p. 11—12

[3] *Antoniu, M.* Un megohmmetru cu microampermetru și stabilizator de tensiune. În : Electrotehnica, nr. 11, nov. 1972.

[4] Utilizarea logometrului din megohmmetre la măsurări de tensiune. In ; Calitatea producției și metrologie, nr. 1 (ian.) 1972.

[5] *Palm, A.* Elektrische Messgeräte und Messeinrichtung Berlin (Oldenbourg), 1963, p. 314—315.

[6] *Merkel, J.* Ein Isolationseesser mit transistoriertem Gleichspannungswandler. În : ATM, Lief. 417, Oktober 1970, S. 217—220.

[7] *Antoniu, M.* Nouvelle méthoèe pour la linéarisation de l'échelle des voltmètres électrostatiques à aiguille. Bull. ASE, nr. 4, fevrier, 1971, p. 247—254.

[8] *Haug, A.* Ein neuer Isolationsmesser. In : ETZ—B, Bd. 17, H. 17, August, 1966, S. 561—562.

[9] *Antoniu, M.* Logomètres électrostatiques foctionnant avec variation de la tension aux électrodes actives. In : Bull. ASE, nr. 12, juin, 1972, p. 651—660.

[10] *Drysdale, C. V.* ș.a. Electrical Measuring Instruments, vol. 1, 1, London, 1952, chap. 10.

[11] *Pighin, S. M.* Instrumente electrostatice de laborator. In : ATM, București, nr. 2, 1964, p. 89—92.

[12] *Felea, I.* ș.a. Circuite cu tranzistoare în industrie. Vol. 2, București, Ed. tehnică, 1964, cap. 9.

[13] *Harris, F. K.* Electrical Measurements. New York, 1957, chap. 15.

[14] *Antoniu, M.* O soluție simplă pentru reducerea consumului de energie la convertorul megohmmetrelor de fabricație românească. In : Calitatea producției și metrologie, 1974.

Intrat în redacție la 28. II. 1974

Calculul inductivității electromagneților de tip E și U cu întrefier suplimentar

G. TITZ* — București

CZ 621.318.3

În [1] se arată importanța posibilității calculării cît mai exacte a inductivității electromagneților. Sînt arătate avantajele și dezavantajele diferitelor metode. Dintre metodele prezentate și folosite în practică, metoda propusă de Pekker [2], [3] are două avantaje importante: rezultatele calculului sînt în bună concordanță cu măsurătorile; cel ce calculează nu trebuie să aprecieze configurația cîmpului magnetic, cum este cazul a metodele bazate pe ideea lui Roters [4], [5].

Lucrările [1], [2], [3] prezintă relații de calcul pentru trei tipuri de electromagneți.

Seria nouă de contactoare de c.a., de tipul TCA, fabricată în R.S.R., este echipată cu electromagneți care nu se încadrează în [1], [2], [3]. Electromagneții acestor contactoare au întrefierul coloanei centrale mai mare decît cele ale coloanelor laterale ($\delta_1 > \delta$, fig. 1) în cazul electromagneților de tip E, iar în cazul electromagneților de tip U este practicat un întrefier suplimentar (δ_1, fig. 3). Aceste măsuri sînt luate pentru evitarea „lipirii" electromagnetului (rămînerea în poziția închis chiar după întreruperea curentului prin bobină), lipire cauzată de forța electromagnetică a inducției remanente. La electromagnetul de tip E această măsură ($\delta_1 > \delta$) asigură și o așezare corectă în poziția închis. Mărimea acestui întrefier suplimentar, respectiv mărit, este de ordinul 0,2 — 0,5 mm.

Fiind vorba de electromagneți superiori, ca performanțe și tehnologie, celor din [1], [2], [3], considerăm util să prezentăm relații privind calculul inductivității în poziția deschis, adică, în afara funcționării cu întrefier minimal, pentru aceste tipuri de electromagneți.

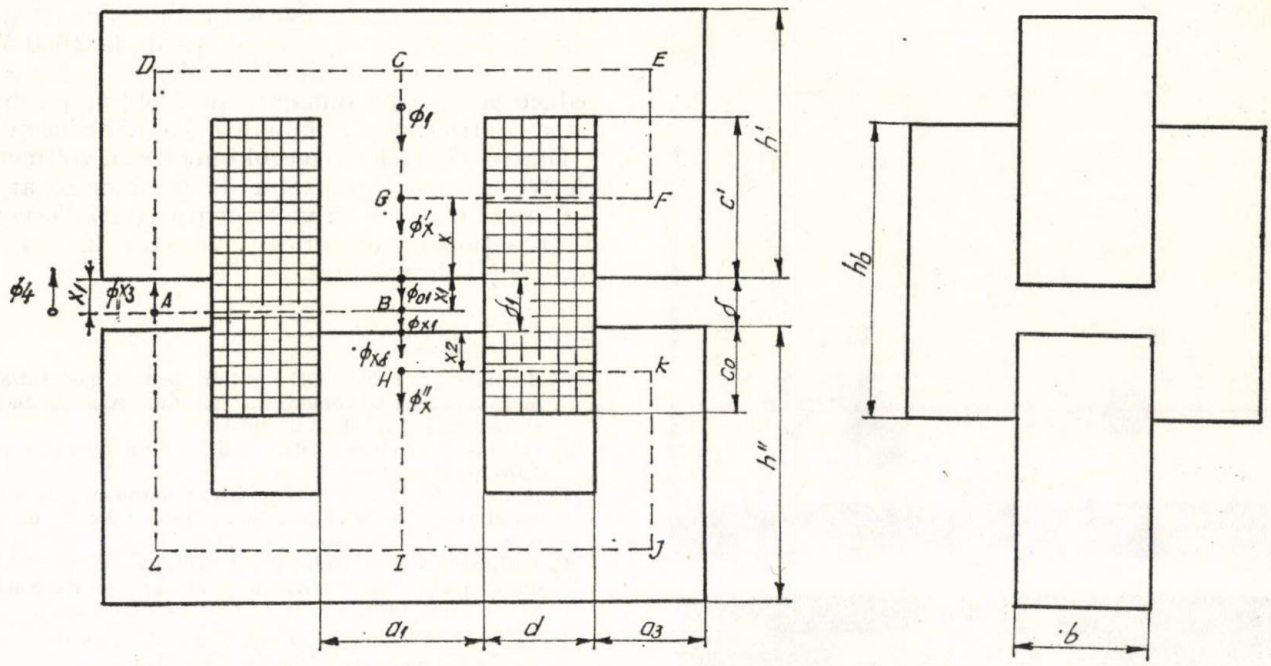


Fig. 1. Dimensiunile și fluxurile electromagnetului E dublu.

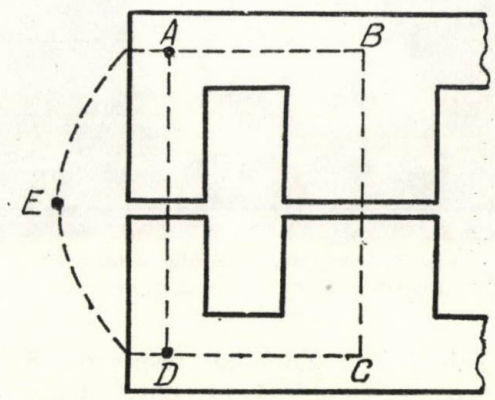


Fig. 2. Referitor la cîmpul de scăpări.

Inductivitatea electromagnetului de tip E dublu, avînd întrefier mărit pe coloana centrală

Calculul s-a făcut după metoda propusă de Pekker [2], [3]. Ipotezele de bază sînt următoarele: se neglijează reluctanța magnetică a

* Ing. *Gheorghe Titz* este asistent la Catedra de măsuri și aparate electrice, Fac. de electrotehnică din I.P.-București.

fierului ($\mu_f = \infty$); lățimea ferestrei este complet ocupată de bobină.

Pentru demonstrarea relațiilor de calcul se va folosi figura 1. Semnificația fluxurilor din această figură este:

- Φ_1 — fluxul fascicular, care intră în coloana superioară;
- Φ_{01} — fluxul fascicular, care intră în întrefierul coloanei centrale;
- $\Phi_{x\delta}$ — fluxul fascicular, care intră în coloana inferioară;
- Φ'_x — fluxul fascicular, în coloana superioară, la o distanță x de întrefier;
- Φ_{x1} — fluxul fascicular în întrefier, la o distanță $x1$ de la marginea coloanei superioare;
- Φ''_x — fluxul fascicular în coloana inferioară, la o distanță $x2$ de la marginea întrefierului;
- Φ_{x3} — fluxul fascicular în întrefierul coloanei laterale, la o distanță x1 de la marginea întrefierului.

Se va încerca să se obțină relațiile lui Φ'_x, Φ_{x1} și Φ''_x funcție de curent și dimensiunile geometrice. Cu aceste relații, fluxul total al electromagnetului rezultă:

$$\psi = \frac{N}{h_b}\left[\int_0^{C'} \Phi'_x\, dx + \int_0^{\delta_1} \Phi_{x1}\, dx_1 + \int_0^{C_0} \Phi''_x\, dx\,2\right], \quad (1)$$

iar inductivitatea:

$$L = \frac{\psi}{i}; \quad (2)$$

i fiind curentul prin bobină și
N — numărul de serie al bobinei.

a) *Determinarea lui* Φ_{x1}: Se poate scrie:

$$\Phi_{x1} = \Phi_{01} - \int_0^{x_1} d\Phi_{x1} = \Phi_{01} - \int_0^{x_1} U_{mx1}\, \lambda_s\, dx_1, \quad (3)$$

unde:

$d\,\Phi_{x1}$ este variația elementară a lui Φ_{x1}.
Dar, $d\Phi_{x1}$ poate fi înlocuit prin:

$$d\Phi_{x1} = U_{mx1}\ \lambda_s\, dx1, \quad (4)$$

unde: U_{mx1} este tensiunea magnetică între punctele $A - B$, iar λ_s este permeanța de scăpări pe unitatea de lungime între punctele $A—B$. Cu privire la această permeanță se vor face următoarele ipoteze: ea are aceeași valoare de-a lungul întrefierului și este egală cu permeanța de scăpări dintre coloane, relația (5), pe unitatea de lungime.

Permeanța de scăpări dintre coloana centrală și coloanele laterale este [3]:

$$\lambda_s = 2\mu_0\left[\frac{2}{\ln\dfrac{b+2d}{b}} + \frac{2a_3+d}{\pi a_3\left(1+\dfrac{d}{a_1}\right)}\ln\frac{2a_3+d}{d}\right], \quad (5)$$

U_{mx1} rezultă dacă se scrie teorema II Kirchhof pe conturul ABCD:

$$\frac{Ni}{h_b}(C' + x_1) = U_{mx1} + \frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{x_1} \Phi x_1\, dx_1 + \frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^{x_1} \Phi x_3\, dx_1, \quad (6)$$

A_1 și A_2 sînt ariile echivalente ale suprafețelor polare [3]:

$$A_1 = a_1 b + \delta_1\left[\frac{2}{\pi}(a_1 + b) + \frac{\delta_1}{2}\right]\left(1 - \frac{\pi\delta_1^2}{8\,d\,h_b}\right),$$

$$A_3 = a_3 b + \frac{2}{\pi}(b + a_3)\,\delta + \frac{\delta^2}{2}. \quad (7)$$

Dacă se ține seama de fluxul de scăpări de-a lungul coloanei, Φ_4, se mai poate scrie:

$$\Phi x_3 = \frac{\Phi x_1}{2} - \Phi_4, \quad (8)$$

și:

$$\Phi_4 = Ni\ \lambda_4, \quad (9)$$

în care:

λ_4 este permeanța de scăpări de-a lungul coloanelor laterale [2] (anexa 1).

Înlocuind (9) în (8) rezultă:

$$\Phi x_3 = \frac{\Phi x_1}{2} - Ni\ \lambda_4. \quad (10)$$

Dacă se înlocuiește U_{mx1} din (6) și Φ_{x3} din (10) în (3) rezultă:

$$\Phi x_1 = \Phi_{01} - \int_0^{x_1}\left[\frac{Ni}{h_b}(C' + x_1)\,dx_1 - \frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{x_1}\Phi x_1\, dx_1 - \frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^{x_1}\left(\frac{\Phi x_1}{2} - Ni\ \lambda_4\right)dx_1\right]\lambda_s\, dx_1, \quad (11)$$

relația care, derivată de două ori în raport cu $x1$, duce la:

$$\frac{d^2\Phi x_1}{dx_1^2} = \left[-\frac{Ni}{h_b} + \frac{1}{\mu_0 A_1}\Phi x_1 + \frac{1}{\mu_0 A_3}\left(\frac{\Phi x_1}{2} - Ni\ \lambda_4\right)\right]\lambda_s, \quad (12)$$

și cu notațiile:

$$\alpha = \frac{1}{\mu_0 A_1} + \frac{1}{2\,\mu_0 A_3}, \quad (13)$$

$$\beta = \frac{1}{h_b} + \frac{\lambda_4}{\mu_0 A_3}, \quad (14)$$

rezultă:

$$\frac{d^2\,\Phi x_1}{dx_1^2} = \alpha\ \lambda_s\,\Phi_{x1} - \beta\ \lambda_s Ni. \quad (15)$$

Soluția acestei ecuații este (anexa 2):

$$\Phi x_1 = \Phi_{01}\, ch\, p x_1 - Ni\left[\frac{\beta}{\alpha}(ch\, p x1 - 1) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\frac{sh\, p x1}{p}\right], \quad (16)$$

unde:

$$p = \sqrt{\alpha\,\lambda_s}. \quad (17)$$

b) *Determinarea lui* Φ'_x. Teorema I Kirchhoff scrisă la distanța x (fig. 1), conturul CEFG, este:

$$\Phi'_x = \Phi_{01} + \int_0^x \frac{Ni}{h_b}\lambda_s\,(C' - x)\,dx. \quad (18)$$

λ_s este permeanța de scăpări între coloana centrală și coloanele laterale (5).

c) *Determinarea lui* Φ''_x. Teorema I Kirchhoff, scrisă la distanța $x2$, (fig. 1), conturul HIJK, este:

$$\Phi''_x = \Phi x\,\delta - \int_0^{x_2}\frac{Ni}{h_b}\lambda_s\,(C_0 - x2)\,dx2, \quad (19)$$

în care:

$$\Phi x\delta = \int_0^{\delta}\Phi x_1\,dx_1 = \Phi_{01}\,ch\,p\delta - Ni\left[\frac{\beta}{\alpha}(ch\,p\delta - 1) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\frac{sh\,p\delta}{p}\right]. \quad (20)$$

Se vede că în relațiile (16), (18), (19) și (20) intră Φ_{01}, Ni și dimensiunile geometrice ale electromagnetului. Se poate face o înlocuire a lui Φ_{01}, funcție de Ni și dimensiunile geometrice.

Se va considera Φ_{01} raportat la solenația totală printr-o permeanță fictivă λ_{01}:

$$\Phi_{01} = Ni\;\lambda_{01}. \quad (21$$

Expresia lui λ_{01} rezultă dacă se scrie teorema II Kirchhoff pe conturul ADCBIL (fig. 1):

$$Ni = \frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{\delta_1}\Phi x_1\,dx_1 + \frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^{\delta}\Phi x_3\,dx_1, \quad (22)$$

sau:

$$Ni = \frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{\delta_1}\Phi x_1\,dx_1 + \frac{1}{2\,\mu_0 A_3}\int_0^{\delta}\Phi x_1\,dx_1 - \frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^{\delta}Ni\;\lambda_4\,dx_1. \quad (23)$$

Dacă se înlocuiește (16) în (23), se rezolvă integralele și se ține seamă de (21) rezultînd:

Se vede că λ_{01} depinde numai de dimensiunile geometrice ale electromagnetului.

Înlocuind (21) în (16) rezultă:

$$\Phi x_1 = Ni\left\{\lambda_{01}\,ch\,p x_1 - \left[\frac{\beta}{\alpha}(ch\,p x_1 - 1) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\frac{sh\,p x_1}{p}\right]\right\}. \quad (25)$$

Cu un raționament asemănător se obțin și Φ'_x și Φ''_x ca funcții de Ni și de dimensiunile geometrice ale electromagnetului, după cum urmează: se notează:

$$\Phi x\delta = Ni\;\lambda'_{01}, \quad (26)$$

iar cu (26) înlocuită în (20) rezultă:

$$\lambda'_{01} = \lambda_{01}\,ch\,p\delta - \left[\frac{\beta}{\alpha}(ch\,p\delta - 1) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\frac{sh\,p\delta}{p}\right], \quad (27)$$

și cu (26) înlocuită în (19):

$$\Phi''_x = Ni\left(\lambda'_{01} - \int_0^{x_2}\frac{\lambda_s}{h_b}(C_0 - x_2)\,dx_2\right) = Ni\left[\lambda'_{01} - \frac{\lambda_s}{h_b}\left(C_0\,x2 - \frac{x2^2}{2}\right)\right]. \quad (28)$$

Pentru Φ'_x, se înlocuiește (21) în (18) și rezultă:

$$\Phi'_x = Ni\left(\lambda_{01} + \int_0^x\frac{\lambda_s}{h_b}(C' - x)\,dx\right) = Ni\left[\lambda_{01} + \frac{\lambda_s}{h_b}\left(C'\,x - \frac{x^2}{2}\right)\right]. \quad (29)$$

Avînd fluxurile fasciculare în diferitele porțiuni ale bobinei se pot efectua integralele din (1) rezultînd fluxul total:

$$\psi = \frac{N}{h_b}Ni\left\{\lambda_{01}C' + \frac{\lambda_s}{h_b}\frac{C'^3}{3} + \lambda_{01}\frac{sh\,p\delta_1}{p} - \left[\frac{\beta}{\alpha}\left(\frac{sh\,p\delta_1}{p} - \delta_1\right) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\frac{ch\,p\delta_1 - 1}{p^2}\right] + \lambda'_{01}C_0 - \frac{\lambda_s}{h_b}\frac{C_0^3}{3}\right\}. \quad (30)$$

$$\lambda_{01} = \frac{1 + \frac{\delta\lambda_4}{\mu_0 A_3} + \frac{1}{\mu_0 A_1}\left[\frac{\beta}{\alpha}\left(\frac{sh\,p\delta_1}{p} - \delta_1\right) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\left(\frac{ch\,p\delta_1 - 1}{p^2}\right)\right] + \frac{1}{2\,\mu_0 A_3}\left[\frac{\beta}{\alpha}\left(\frac{sh\,p\delta}{p} - \delta\right) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\left(\frac{ch\,p\delta - 1}{p^2}\right)\right]}{\frac{1}{\mu_0 A_1}\frac{sh\,p\delta_1}{p} + \frac{1}{2\,\mu_0 A_3}\frac{sh\,p\delta}{p}}.$$

Inductivitatea electromagnetului este:

$$L = \frac{N^2}{h_b}\left\{\lambda_{01}\left(C' + \frac{sh\, p\, \delta_1}{p}\right) + \lambda'_{01} C_0 + \right.$$

$$+ \frac{\lambda_s}{3 h_b}(C'^3 - C_0^3) - \left[\frac{\beta}{\alpha}\left(\frac{sh\, p\delta_1}{p} - \delta_1\right) + \right.$$

$$\left.\left. + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\frac{ch\, p\delta_1 - 1}{p^2}\right]\right\}. \qquad (31)$$

Inductivitatea electromagnetului de tip U dublu, avînd întrefier suplimentar

Și în acest caz ipotezele de calcul sînt aceleași ca la electromagnetul de tip E. Se va admite în plus, că umflările de flux la întrefierul suplimentar sînt neglijabile (grosimea acestui întrefier fiind de ordinul 0,5 mm) și ca atare reluctanța magnetică a întrefierului este:

$$R_1 = \frac{\delta_1}{\mu_0\, ab}. \qquad (32)$$

Fluxurile în diferitele porțiuni ale electromagnetului sînt marcate pe figura 3, iar semnificația lor este aceeași ca la electromagnetul de tip E (punctul I).

Fluxul total al electromagnetului este în acest caz:

$$\psi = \frac{N}{h_b}\left[\int_0^{C'} \Phi'_x\, dx + \right.$$

$$\left. + \int_0^{\delta} \Phi x1\, dx1 + \int_0^{C_0} \Phi''_x\, dx2 + \right] + \psi_4, \qquad (33)$$

în care ψ_4 este fluxul total de scăpări de-a lungul coloanelor laterale. Expresia sa este:

$$\psi_4 = N^2 i\mu_0\left\{\frac{b+2a}{8\, h_b\, d}\left[(\delta + d)^2\left(\ln\frac{\delta + d}{\delta} - 0{,}5\right) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{\delta^2}{2} - \frac{\pi}{4}\frac{d}{h_b}\left(\delta + \frac{d}{2}\right)^2\right] - \lambda_{01}\frac{\pi}{4\, h_b} R_1\left(\delta + \frac{d}{2}\right)^2\right\}, \qquad (34)$$

și este demonstrată în anexa 3.

Inductivitatea electromagnetului este:

$$L = \frac{\psi}{i}. \qquad (35)$$

În cazul electromagnetului U, prin N se înțelege numărul total de spire ale celor două bobine.

a) *Determinarea fluxului* Φ_{x1}. Relația (3) este valabilă și în acest caz, deci:

$$\Phi x_1 = \Phi_{01} - \int_0^{x_1} U_{mx1}\, \lambda_s\, dx_1. \qquad (36)$$

Se consideră și în acest caz valabile ipotezele cu privire la permeanța de scăpări între coloane la nivelul întrefierului.

Permeanța de scăpări între coloane [3] este:

$$\lambda_s = 2\mu_0\left(\frac{1}{\ln\frac{2d+b}{b}} + \frac{1}{\pi}\ln\frac{d+2a}{d}\right). \qquad (37)$$

Din teorema II Kirchhoff pe conturul ABCD (fig. 3), rezultă U_{mx1}:

$$\frac{N_i}{h_b}(C' + x1) = U_{mx1} + \frac{2}{\mu_0\, A_1}\int_0^{x_1} \Phi_{x1}\, dx_1. \qquad (38)$$

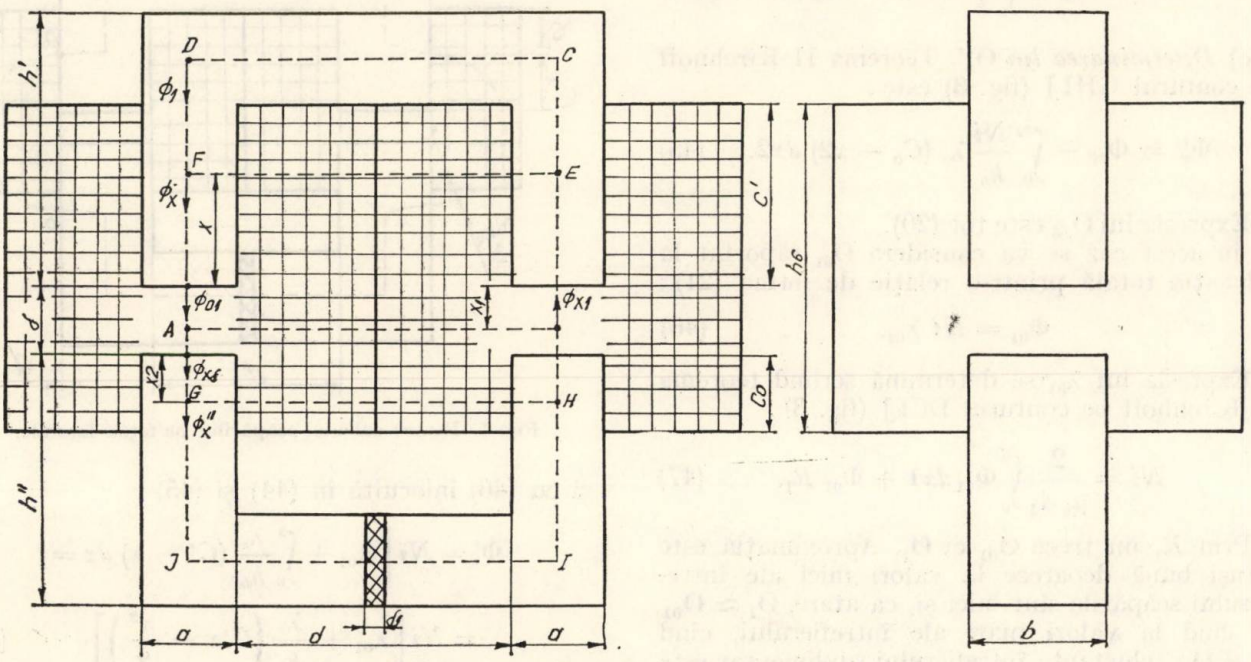


Fig. 3. Dimensiunile și fluxurile electromagnetului U dublu.

Aria echivalentă este [3]:

$$A_1 = a\,b + \delta\left[\frac{2}{\pi}(b+a) + \frac{\delta}{2}\right]\left(1 - \frac{\pi\,\delta^2}{2\,h_b\,\alpha}\right). \tag{39}$$

Dacă se înlocuiește U_{mx1} din (38) în (36) și se derivează de două ori în raport cu $x1$ rezultă:

$$\frac{d^2\Phi_{x1}}{dx1^2} = \frac{2}{\mu_0 A_1}\lambda_s \Phi_{x1} - \frac{\lambda_s N_i}{h_b}, \tag{40}$$

iar cu notațiile:

$$\alpha = \frac{2}{\mu_0 A_1}; \quad \beta = \frac{1}{h_b}; \tag{41}$$

$$\frac{d^2\Phi_{x1}}{dx1^2} = \alpha\,\lambda_s\,\Phi_{x1} - \beta\,\lambda_s\,N_i,$$

ecuație formal identică cu (15).

Condițiile inițiale sînt aceleași ca în cazul (15) (adică, tot de forma (62) și (63)), deci soluția este tot de forma (16), adică:

$$\Phi_{x1} = \Phi_{01}\,ch\,px1 - Ni\left[\frac{\beta}{\alpha}(ch\,px1 - 1) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\frac{sh\,px1}{p}\right], \tag{42}$$

unde:

$$p = \sqrt{\alpha\,\lambda_s}. \tag{43}$$

b) *Determinarea lui* Φ'_x. Teorema II Kirchhoff, scrisă la distanța x (fig. 3), conturul ABEF, este:

$$\Phi'_x = \Phi_{01} + \int_0^x \frac{Ni}{h_b}\lambda_s\,(C' - x)\,dx. \tag{44}$$

c) *Determinarea lui* Φ''_x. Teorema II Kirchhoff pe conturul GHIJ (fig. 3) este:

$$\Phi''_x = \Phi_{x\delta} - \int_0^{x_2} \frac{Ni}{h_b}\lambda_s\,(C_0 - x2)\,dx2. \tag{45}$$

Expresia lui $\Phi_{x\delta}$ este tot (20).

Și în acest caz se va considera Φ_{01} raportat la solenația totală printr-o relație de forma (21):

$$\Phi_{01} = Ni\,\lambda_{01}. \tag{46}$$

Expresia lui λ_{01} se determină scriind teorema II Kirchhoff pe conturul DCIJ (fig. 3):

$$Ni = \frac{2}{\mu_0 A_1}\int_0^\delta \Phi_{x1}\,dx1 + \Phi_{01}\,R_1. \tag{47}$$

Prin R_1 nu trece Φ_{01} ci Φ_1. Aproximația este totuși bună deoarece la valori mici ale întrefierului scăpările sînt mici și, ca atare, $\Phi_1 \approx \Phi_{01}$, pe cînd la valori mari ale întrefierului, cînd $\Phi_1 \neq \Phi_{01}$ reluctanța întrefierului suplimentar este redusă față de reluctanța întrefierului principal (adică termenul doi din membrul drept în relația (47) este mic în raport cu primul termen).

Înlocuind Φ_{x1} din (42) și efectuînd integrarea rezultă:

$$\lambda_{01} = \frac{\beta\left(C_0 + \frac{sh\,p\delta}{p} + C'\,ch\,p\delta\right)}{R_1 + \alpha\,\frac{sh\,p\delta}{p}}. \tag{48}$$

Și în acest caz λ_{01} depinde numai de dimensiunile circuitului magnetic.

Cu (48) înlocuind în (42) rezultă Φ_{x1} ca o funcție de solenație și de dimensiunile circuitului magnetic:

$$\Phi_{x1} = Ni\left\{\lambda_{01}\,ch\,px1 - \left[\frac{\beta}{\alpha}(ch\,px1 - 1) + \frac{C'\lambda_s}{h_b}\frac{sh\,px1}{p}\right]\right\}. \tag{49}$$

Cu un raționament asemănător ca la electromagnetul E rezultă și $\Phi'_x\,\Phi''_x$ ca funcții de Ni și de dimensiunile geometrice.

Notăm:

$$\Phi x\delta = Ni\;\lambda'_{01}, \tag{50}$$

rezultă (ținînd seama de expresia lui $\Phi_{x\delta}$ (20)):

$$\lambda'_{01} = \lambda_{01}\,ch\,p\delta - \left(\frac{\beta}{\alpha}\,ch\,p\delta + \frac{\lambda_s C'}{h_b}\frac{sh\,p\delta}{p} - \frac{\beta}{\alpha}\right) \tag{51}$$

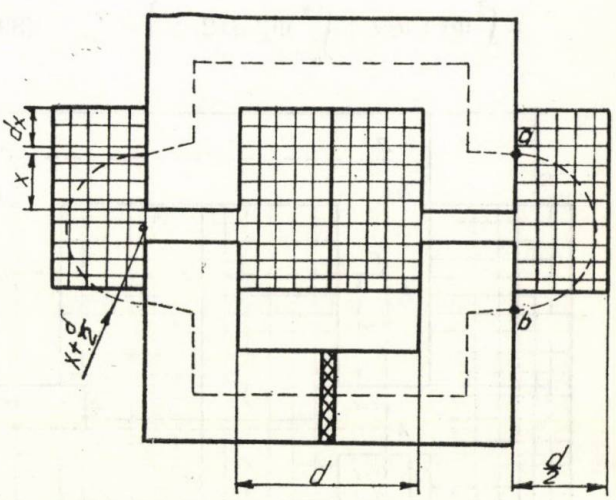


Fig. 4. Pentru calculul scăpărilor pe fețele laterale.

și cu (46) înlocuită în (44) și (45):

$$\Phi'_x = Ni\left[\lambda_{01} + \int_0^x \frac{\lambda_s}{h_b}(C' - x)\,dx = \right.$$

$$\left. = Ni\left[\lambda_{01} + \frac{\lambda_s}{h_b}\left(C'x - \frac{x^2}{2}\right)\right]. \right. \tag{52}$$

respectiv,

$$\Phi''_x = Ni\left[\lambda'_{01} - \int_0^{x2} \frac{\lambda_s}{h_b}\,(C_0 - x2)\,dx2\right] =$$

$$= Ni\left[\lambda'_{01} - \frac{\lambda_s}{h_b}\left(C_0\,x2 - \frac{x2^2}{2}\right)\right]. \quad (53)$$

Fluxul total este (înlocuind (49), (52) și (53) în (33)) :

$$\psi = \frac{N}{h_b} Ni\left(\lambda_{01} C' + \frac{\lambda_s C'^3}{h_b \cdot 3} + \lambda_{01}\frac{sh\,p\delta}{p} - \right.$$

$$- \frac{\beta}{\alpha}\frac{sh\,p\delta}{p} - \frac{\lambda_s C'}{h_b}\frac{ch\,p\delta - 1}{p^2} + \frac{\beta}{\alpha}\,\delta +$$

$$\left. + \lambda'_{01} C_0 - \frac{\lambda_s}{h_b}\frac{C_0^3}{3}\right) + N^2 i\mu_0\left\{\frac{b+2a}{8h_b d}\left[(\delta + \right.\right.$$

$$+ d)^2\left(\ln\frac{\delta + d}{\delta} - 0{,}5\right) + \frac{\delta^2}{2} - \frac{\pi d}{4h_b}\left(\delta + \frac{d}{2}\right)^2\Big] -$$

$$\left. - \lambda_{01}\frac{\pi}{4h_b} R_1\left(\delta + \frac{d}{2}\right)^2\right]\Big\}, \quad (54)$$

iar inductivitatea electromagnetului :

$$L = N^2\left\{\frac{\lambda_{01}}{h_b}\left[C' + \frac{sh\,p\delta}{p} - \frac{\pi\mu_0}{4} R_1\left(\delta + \frac{d}{2}\right)^2\right] + \right.$$

$$+ \frac{\lambda'_{01}}{h_b} C_0 + \frac{\lambda_s}{h_b^2}\left(\frac{C'^3}{3} - C'\frac{ch\,p\delta - 1}{p^2} - \frac{C_0^3}{3}\right) +$$

$$+ \frac{\beta}{h_b\alpha}\left(\delta - \frac{sh\,p\delta}{p}\right) + \mu_0\frac{b+2a}{8h_b d}\left[(\delta + \right.$$

$$\left. \left. + d)^2\left(\ln\frac{\delta + d}{\delta} - 0{,}5\right) + \frac{\delta^2}{2} - \frac{\pi d}{4h_b}\left(\delta + \frac{d}{2}\right)^2\right]\right\}. \quad (55)$$

Măsurători și calcule efectuate, rezultate și concluzii

S-au măsurat inductivitățile pentru un magnet tip E dublu, de la contactorul TCA 63 și pentru un magnet tip U dublu, de la contactorul TCA 125. Măsurătorile au fost făcute :

1 — cu puntea, pentru măsurarea inductivității ;
2 — prin metoda voltmetru și ampermetru ;
3 — prin metoda voltmetru, ampermetru, wattmetru [2].

Calculele inductivităților s-au făcut prin următoarele metode :

4 — după Pekker [3], relații care nu țin seamă de întrefierurile suplimentare ;

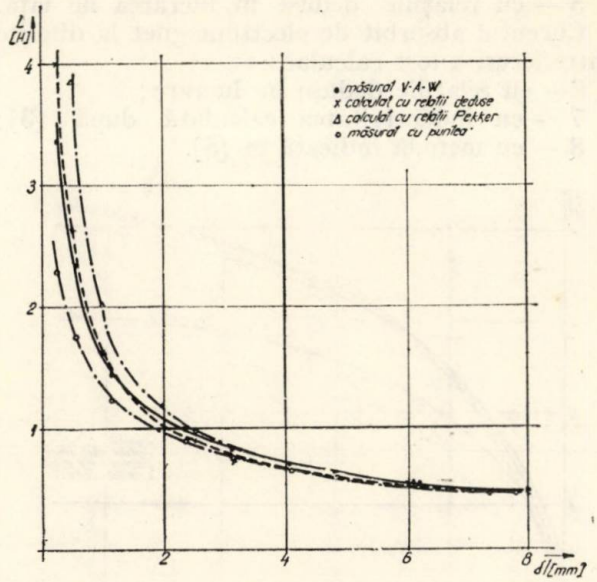


Fig. 5. Inductivitatea electromagnetului E — TCA 63.

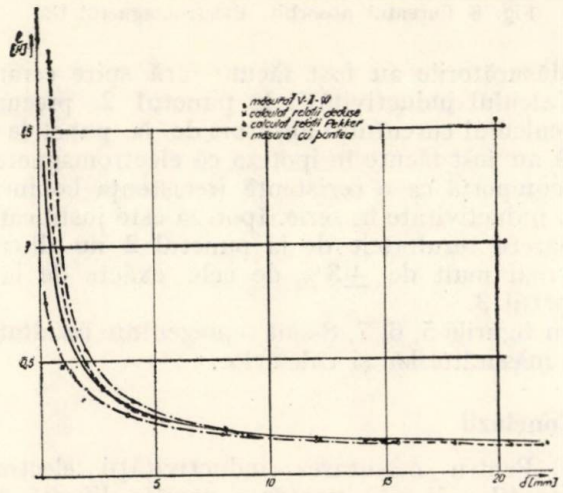


Fig. 6. Inductivitatea electromagnetului U — TCA 125.

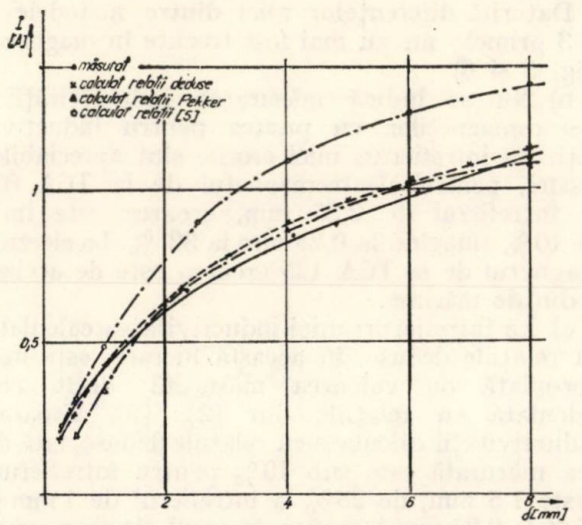


Fig. 7. Curentul absorbit. Electromagnetul E.

5 — cu relațiile deduse în lucrarea de față.

Curentul absorbit de electromagnet la diferite întrefieruri a fost calculat:

6— cu relațiile deduse în lucrare;

7 — cu inductivitatea calculată după [3];

8 — cu metoda indicată în [5].

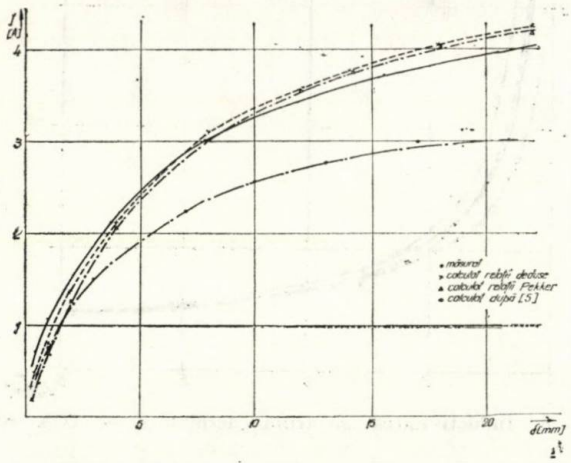


Fig. 8. Curentul absorbit. Electromagnetul U.

Măsurătorile au fost făcute fără spire ecran.

Calculul inductivității la punctul 2, precum și calculul curentului absorbit de la punctele 6 și 8 au fost făcute în ipoteza că electromagnetul se comportă ca o rezistență (rezistența bobinei) și o inductivitate în serie. Ipoteza este justificată deoarece rezultatele de la punctul 2 nu diferă cu mai mult de ±3% de cele exacte de la punctul 3.

În figurile 5, 6, 7, 8 sînt reprezentate rezultate ale măsurătorilor și calculelor.

Concluzii

a) Pentru măsurarea inductivității electromagneților de c.a., pentru o poziție diferită de închis, metoda cu voltmetrul și ampermetrul este foarte bună.

Datorită diferențelor mici dintre metodele 2 și 3 primele nu au mai fost trecute în diagrame (fig. 5 și 6).

b) Nu se îndică măsurarea inductivității electromagneților cu puntea pentru inductivități. La întrefieruri mici erorile sînt apreciabile. Astfel, pentru electromagnetul de la TCA 63, la întrefierul de 2,35 mm, eroarea este încă de 10% ajungînd la 0,25 mm la 32 %. La electromagnetul de la TCA 125 eroarea este de același ordin de mărime.

c) La întrefieruri mici inductivitatea calculată cu relațiile deduse, în această lucrare, este mai apropiată de valoarea măsurată decît cea calculată cu relațiile din [2], [3]. Eroarea inductivității calculate cu relațiile deduse, față de cea măsurată este sub 10% pentru întrefieruri peste 1,5 mm, de 23% la întrefierul de 1 mm și 65% la 0,25 mm întrefier, în cazul electromagnetului de la TCA 125.

Cu relațile din [2], [3] eroarea scade sub 10% doar la întrefieruri peste 4 mm, fiind 46% la 1,5 mm și 170 % la 0,25 mm.

La electromagnetul tip E studiat, eroarea inductivității calculate cu relațiile deduse depășesc 10% la întrefieruri sub 0,5 mm, eroarea fiind calculată tot față de inductivitatea măsurată. Cu inductivitatea calculată după [2], [3] eroarea depășește 10% deja la întrefieruri sub 1,25 mm, ajungînd la 65% la 0,5 mm.

d) Din diagramele curenților rezultă că, calculul electromagnetului după [5] poate duce la erori însemnate. Astfel, curentul calculat după această metodă pentru electromagnetul TCA 63 diferă mult de cel măsurat, eroarea ajungînd la 35%. Pentru electromagnetul de la TCA 125 eroarea maximă este —25%.

Eroarea curentului calculat la TCA 63 cu relațiile deduse în lucrare, față de curentul măsurat nu depășește 7% pentru întrefieruri peste 0,75 mm, ajungînd la 12% pentru întrefierul de 0,5 mm.

În cazul calculului cu relațiile (3) această eroare este de același ordin de mărime: 7—8% pentru întrefieruri peste 1,5 mm, ajungînd însă la —36% la 0,5 mm.

De același ordin de mărime sînt și erorile în cazul inductivității calculate cînd electromagnetul este de tip U.

În concluzie, se poate spune că relațiile deduse aproximează destul de corect electromagneții respectivi. Volumul de calcul este mai mare ca la celelalte metode [4], [5]. O bibliotecă de cartele pentru un calculator cifric ar aduce mari servicii atît pentru verificarea relațiilor pentru o gamă largă de electromagneți, cît și proiectantului de electromagneți.

Anexa 1

Calculul lui λ_4 (permeanța raportată la Ni).

Scriind teorema II Kirchhoff pe cele două contururi din figura 2 rezultă:

— pe AEFB:

$$\frac{1}{\mu_0 A_3}\int_0^{\delta} \Phi_{x3}\, dx - \Phi_4 R_4 = 0; \qquad (56)$$

— pe ABCDE:

$$\frac{1}{\mu_0 A_1}\int_0^{\delta_1} \Phi_{x1}\, dx + \Phi_4 R_4 = Ni, \qquad (57)$$

în care: Φ_4 este fluxul de scăpări pe traseul AED, iar R_4 — reluctanța magnetică a acestui traseu.

Înlocuind pe (8) în (56) se obține un sistem numai în Φ_{x1} și Φ_{x4}.

După integrare rezultă :

$$Ni = \Phi_4 \left[\frac{2\delta}{A_1} + \left(1 + \frac{2A_3}{A_1} \right) R_4 \right], \quad (58)$$

sau :

$$\lambda_4 = \frac{\Phi_4}{Ni} = \frac{1}{R_4 \left(1 + \frac{2A_3}{A_1} \right) + \frac{2\delta}{A_1}}. \quad (59)$$

Relația pentru R_4 este [3] :

$$R_4 = \frac{1}{\mu_0 \left[\left(\frac{b + a_3}{\pi} + \frac{\delta}{2} + h' \right) \ln \frac{2h' + \delta}{\delta} - h' \right]}. \quad (60)$$

Anexa 2

Soluția ecuației (15) cu notația (17) este :

$$\Phi_{x1} = C_1 e^{px_1} + C_2 e^{-px_1} + \frac{\beta}{\alpha} Ni. \quad (61)$$

Constantele de integrare se determină din următoarele condiții, la limită :

$$x1 = 0; \quad \Phi_{x1} = \Phi_{01}; \quad (62)$$

$$x1 = 0; \quad \frac{d\Phi_{x1}}{d_{x1}} = -\frac{C' \lambda_s}{h_b} Ni, \quad (63)$$

relația (63) fiind (11) derivată și $x1 = 0$.

Anexa 3

Fluxul de scăpări de-a lungul coloanelor, ψ_4, raportat la solenație.

Dacă se scrie teorema II Kirchhoff pentru conturul punctat în figura 4, considerîndu-se un canal de grosime dx la distanța x de întrefier, rezultă :

$$Ni \left[1 - \frac{\pi}{h_b d} \left(\frac{\delta}{2} + x \right)^2 \right] = 2 d \Phi_{x4} \cdot \Delta R_4 + \Phi_{01} R_1, \quad (64)$$

unde : $\Delta R_4 = \dfrac{\pi \left(\frac{\delta}{2} + x \right)}{\mu_0 (b + 2a) dx}$ este reluctanța tubului de flux considerat, între punctele *a-b*.

Fluxul fascicular de scăpări la distanța x este :

$$\Phi_{x4} = \int_0^x d \Phi_{x4}. \quad (65)$$

Fluxul total de scăpări de-a lungul coloanelor este :

$$\psi_4 = 2 \int_0^{d/2} \Phi_{x4} \, dN, \quad (66)$$

în care :
dN este numărul de spire cuprins în canalul de lungime $\pi \left(\frac{\delta}{2} + x \right)$ și de grosime dx,

$$dN = \frac{N}{h_b d} \pi \left(\frac{\delta}{2} + x \right) dx. \quad (67)$$

Înlocuind (64), (65) și (67) în (66) și efectuînd integralele rezultă :

$$\psi_4 = N^2 i \mu_0 \left\{ \frac{b + 2a}{8 h_b d} \left[(\delta + d)^2 \left(\ln \frac{\delta + d}{\delta} - 0{,}5 \right) + \frac{\delta^2}{2} - \frac{\pi d}{4 h_b} \left(\delta + \frac{d}{2} \right)^2 \right] - \lambda_{01} \frac{\pi}{4 h_b} R_1 \left(\delta + \frac{d}{2} \right)^2 \right\}. \quad (68)$$

Bibliografie

[1] *Dinculescu, P.* Calculul inductivității electromagnetului de tip E dublu, cu întrefier suplimentar pe coloana centrală. În : Electrotehnica **18**, 1970, nr. 9, p. 355—362.

[2] *Pekker, I. I.* Rasciot inductivnosti i obraznih elektromagnitov s ploskim iakorem. În : Elektromehanica nr. 8, 1963, p. 973—981.

[3] *Pekker, I. I.* Rasciot induktivnosti elektromagnitov s iarmom i iakoremv obruznoi formî. În : Electromehanica, nr. 10, 1964, p. 1187—1194.

[4] *Roters, H.* : Electromagnetic Devices. London, John Wiley & Sons. 1963.

[5] *Hortopan, Gh.* ș. a. Aparate electrice de joasă tensiune. București, Ed. tehnică, 1969.

Intrat în redacție la 30. I. 1974

Coroziunea cablurilor electrice aeriene

ŞTEFAN IVĂŞCANU, IOAN ANTONESCU, IOAN VIZEMBERG şi C-TIN CIOBANU* — Iaşi

CZ 621.315.24—784.2

1. Introducere

Coroziunea atmosferică reprezintă una dintre cele mai răspîndite forme de coroziune, întrucît, în prezent, mari suprafeţe metalice de utilaje, instalaţii, linii electrice aeriene etc., se exploatează în aer liber.

Atmosferele, cu precădere cele industriale, conţin, pe lîngă oxigen şi umiditate, diferite impurităţi sub formă de particule solide, active sau inactive din punct de vedere al coroziunii, precum şi cantităţi variabile de gaze : oxid şi bioxid de carbon, clor, oxizi de azot, compuşi ai sulfului etc. [1].

În afara compoziţiei şi a naturii elementelor periculoase, la aprecierea caracterului agresiv al unei atmosfere concură şi alţi factori ca : frecvenţa ploilor, direcţia şi intensitatea curenţilor de aer, variaţia impurităţilor funcţie de anotimp, temperatură sau posibilităţile de formare a ceţii [2]. Din aceste motive, coroziunea atmosferică nu depinde numai de anotimp, ci şi de zona geografică.

Dintre componenţii activi ai atmosferei cel mai periculos este SO_2. Caracterul său deosebit de agresiv rezidă şi din faptul că solubilitatea sa în apă este de circa 100 ori mai mare decît cea a aerului şi oxigenului. De altfel, bioxidul de sulf nu formează cu apa o soluţie reală, ci un produs intermediar între un produs chimic şi o soluţie ; din acest motiv nu se supune legii lui Henry [3].

Cu privire la mecanismul coroziune atmosferică, lipsa aparentă a unui electrolit a creat unele confuzii, deşi o sursă potenţială de electrolit o poate constitui pelicula de umiditate formată pe suprafaţa metalului, în urma condensării vaporilor de apă, din ceaţa sau din apa meteorică. Elucidarea mecanismului de coroziune atmosferică a făcut şi face obiectul multor cercetări ; majoritatea autorilor fiind de acord cu un mecanism electrochimic de coroziune [4], [5].

După cum este cunoscut [6] coroziunea electrochimică a metalelor este rezultatul funcţionării unor pile galvanice, numite şi pile locale, ce s-ar forma pe suprafaţa metalului datorită caracterului eterogen al acesteia şi ar funcţiona în contact cu un mediu electrolitic — pelicula de lichid. Funcţionarea acestor pile, care duce la distrugerea metalului prin coroziune, reprezintă, în esenţă, efectul a două procese (reacţii) de electrod : procesul anodic, de dizolvare a metalului şi cel catodic, de reducere a unui oxidant în mediul agresiv, care participă la reacţie.

Schematic, cele două procese, care reprezintă însuşi procesul de coroziune, arată astfel :

$$Me \longrightarrow Me^{z+} + ze^- \quad \text{(procesul anodic)}, \quad (1)$$

$$0 + ze^- \longrightarrow 0\,ze^- \quad \text{(procesul catodic)}, \quad (2)$$

0 fiind oxidantul ce participă la reacţie.

Una dintre problemele de mare actualitate ale coroziunii atmosferice o constituie coroziunea conductoarelor şi a armăturilor liniilor electrice aeriene. Se pot prevedea şi calcula, dacă nu se cunosc încă, uriaşele pagube determinate de coroziunea liniilor aeriene pentru transportul energiei electrice, prin imposibilitatea de a alimenta cu energie electrică, la un moment dat, întreprinderile productive. Aceste pierderi, plasate în categoria pierderilor indirecte, se apreciază, după un calcul aproximativ, la zeci de milioane lei, chiar numai pentru cîteva ore de întrerupere. De aceea, se poate considera ca oportună cercetarea cauzelor ce determină coroziunea conductoarelor aeriene şi mai ales, prevenirea distrugerii, ca şi realizarea unei protecţii anticorozive eficiente, funcţie de gradul şi varietatea agenţilor agresivi din atmosferă.

În prezenta lucrare, care face parte dintr-o cercetare mai amplă, se descrie mecanismul electrochimic, probabil, la coroziunea conductorilor aerieni pentru transportul energiei electrice, pozaţi pe o platformă industrială, în atmosfera căreia s-au remarcat ca principali agenţi agresivi NO_2, NH_3, Clor, HCl, SO_2 etc.

2. Mecanismul coroziunii

În general conductoarele şi armăturile liniilor electrice aeriene se fabrică din metale feroase şi neferoase, care trebuie să posede unele proprietăţi absolut necesare : conductibilitate electrică ridicată, rezistenţă mecanică, greutate specifică mică etc., ca oţelul zincat, sau neacoperit, cuprul şi aluminiul. Rezistenţa anticorozivă a acestor, metale este diferită, cu toate că în urma coroziunii apar o serie de modificări comune ce au ca efect scăderea rezistenţei mecanice, reducerea secţiunii electrice şi, legat de aceasta, creşterea rezistivităţii, a cărei valoare este de circa 2 ori mai mare decît a conductoarelor necorodate [7].

La distrugerea conductoarelor aeriene prin coroziune, alături de factorul electrochimic (pelicula de lichid), concură şi un factor mecanic, reprezentat prin tensiuni interne sau externe, în special la întindere, ca şi prin diferite deteriorări, apărute în timpul prelucrărilor tehnologice

* Dr. ing. *Şt. Ivăşcanu* este conferenţiar, iar ing. *I. Antonescu* este şef de lucrări la Institutul politehnic — Iaşi ; *I. Vizemberg* este inginer şef la IRE—Bacău, iar *C. Ciobanu* ste şef de serviciu la IRE—Bacău.

sau montajului. Proporția cu care cei doi factori intervin la inițierea și evoluția procesului de coroziune este greu de precizat.

Legătura dintre conductoare, la construcția liniilor electrice aeriene, se realizează prin cleme din oțel sau fontă, acoperite cu un strat de zinc, în scop anticoroziv. Acoperirea se realizează, de regulă, prin galvanizare la cald.

Pentru a evita formarea și funcționarea pilelor locale, precum și micșorarea rezistențelor de contact, între corpul clemei și conductor se fixează plăcuțe protectoare din aluminiu, care ar putea prelua, eventual, și fenomenele de coroziune ce s-ar dezvolta pe conductor. Datorită tensiunilor foarte mari, cîmpul electric care se crează în jurul conductorului și al pieselor de legătură determină o anumită orientare (efect electrostatic) a particulelor poluante din atmosferă, și anume către suprafața conductorilor. Ca urmare, parțial, impuritățile prezente vor fi depuse și se vor dizolva în filmul lichid existent pe suprafața metalică. În urma dizolvării, rezistența electrică a filmului de lichid scade, iar funcționarea pilelor de coroziune se accelerează.

Coroziunea atmosferică a oțelului se caracterizează prin formarea, pe suprafață, a hidroxidului feros și apoi a hidroxidului feric (oxid de fier hidratat-rugină), conform reacțiilor :

$$Fe \longrightarrow Fe^{2+} + 2e^- \qquad (3)$$

$$O_2 + H_2O + 2e^- \longrightarrow 2OH^- \qquad (4)$$

$$Fe + O_2 + H_2O \longrightarrow Fe(OH)_2 \text{ și apoi}$$

$$2Fe(OH)_2 + 1/2O_2 + H_2O \longrightarrow 2Fe(OH)_3.$$

În locul oxigenului dizolvat în filmul de lichid, care preia electronii, continuînd astfel procesul de coroziune, pot exista și alți ioni ca :

$$NO_3^- + 3H^+ + 2e^- \longrightarrow HNO_2 + H_2O \qquad (5)$$

$$NO_3^- + 4H^+ + 4e \longrightarrow NO + 2H_2O \qquad (6)$$

$$Fe_3O_4 + H_2O + 2e^- \longrightarrow FeO + 2OH^- \qquad (7)$$

$$2H^+ + 2e^- \longrightarrow H_2, \qquad (8)$$

îndeplinind același rol de oxidant.

Schematic, procesul de coroziune electrochimică a unui metal se prezintă ca în figura 1.

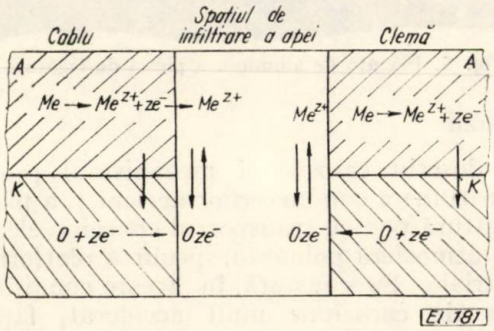


Fig. 1. Procesul de coroziune electrochimică a unui metal.

În prezența bioxidului de sulf și a unei anumite umidități (peste 70%), coroziunea atmosferică a oțelului se complică și după Schikorr [8] procesul ei ar fi următorul : absorbția SO_2 de către oțelul ruginit, etapă care este în mare măsură independentă de condițiile exterioare (temperatură, anotimp etc.) ; formarea sulfatului feros ; oxidarea sulfatului feros la rugină și acid sulfuric, conform reacției :

$$FeSO_4 + O_2 + H_2O \rightarrow 4FeO\,OH \text{ (rugină)} + H_2SO_4. \qquad (9)$$

Acidul sulfuric, pus în libertate, micșorează substanțial pH-ul filmului de lichid și exercită asupra oțelului un efect corosiv continuu.

Aluminiul, în contact cu aerul umed (soluții apoase de electroliți), este atacat prin formarea unui strat de oxid, repartizat în mod neuniform, cu structură poroasă și a cărui formare determină o creștere de volum de circa 0,2%. Comportarea la coroziune a aluminiului este funcție de pH-ul filmului de lichid. Cercetările la temperatura ambiantă au arătat că, viteza de coroziune este proporțională cu activitatea ionilor de hidroxid, factorul limitativ fiind difuziunea ionilor către suprafața oxidului (9). Astfel, la anumite valori ale pH-ului, stratul natural de Al_2O_3 este dizolvat, coroziunea aluminiului avînd loc cu viteze apreciabile (fig. 2), $Al(OH)_3$ ce se

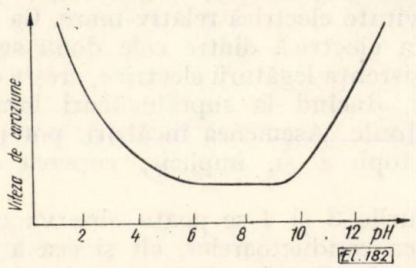


Fig. 2. Viteza de coroziune a aluminiului la anumite valori ale pH-ului.

formează în urma coroziunii, poate suferi, ulterior, alte transformări :

$$4Al(OH)_3 \longrightarrow 2Al_2O_3 + 6H_2O. \qquad (10)$$

De altfel, analizele chimice efectuate asupra unor produși ai coroziunii, colectați de pe cleme și conductoare care au suferit avarii, au confirmat prezența oxidului de aluminiu (10).

Zincul, în contact cu atmosferele umede, se corodează, probabil, după următorul mecanism :

$$Zn \longrightarrow Zn^{2+} + 2e^- \qquad (11)$$

$$1/2\,O_2 + H_2O + 2e^- \longrightarrow 2OH^- \qquad (12)$$

$$Zn + H_2O + 1/2\,O_2 \longrightarrow Zn(OH)_2$$

În prezența CO_2 este posibilă reacția :

$$Zn(OH)_2 + 2CO_2 \longrightarrow Zn(HCO_3)_2, \qquad (13)$$

sau reacția :

$$5\,Zn + 6\,H_2O + 2\,CO_2 + O_2 \longrightarrow$$
$$\rightarrow 2\,ZnCO_3 \cdot 3\,Zn(OH)_2, \qquad (14)$$

în urma cărora se formează o „patină" de compoziție complexă, cu proprietăți protectoare. În lipsa SO_2, suprafața zincului se umectează abia la peste 75% umiditate relativă a aerului. Însă, în prezența SO_2 se formează sulfat de zinc chiar la 50% umiditate, conform reacțiilor [10] :

$$SO_2 + O_2 + Zn \longrightarrow ZnSO_4. \qquad (15)$$

Chiar și o patină de zinc $Zn(HCO_3)_2$, respectiv, $2ZnCO_3.3Zn(OH)_2$, poate reacționa cu SO_2 :

$$2\,Zn(HCO_3)_2 + 2\,SO_2 + O_2 \longrightarrow 2ZnSO_4 +$$
$$+ 4\,CO_2 + 2\,H_2O. \qquad (16)$$

Produsul de coroziune, sulfatul de zinc solubil în apă, este spălat continuu de apa de ploaie, stratul de acoperire fiind, în acest fel, dizolvat. Spălarea este într-o măsură oarecare frînată de prezența sulfatului bazic, care este mai puțin solubil.

Straturile complexe ce se formează pe suprafața aluminiului sau zincului și care se pot interpătrunde sînt insolubile, în general, și prezintă o rezistivitate electrică relativ mare. Ca urmare, rezistența electrică dintre cele două suprafețe, adică rezistența legăturii electrice, crește deosebit de mult, ducînd la supraîncălziri locale prin efectul Joule. Asemenea încălziri pot provoca, uneori, topirea și, implicit, ruperea conductorului.

În figurile 3 și 4 se poate observa clar atît coroziunea conductoarelor, cît și cea a pieselor de legătură. Zonele albe reprezintă produșii de coroziune, care acoperă în proporție de 70—80% suprafața de contact.

În figura 5 se prezintă fotografia plăcuței de aluminiu a piesei de legătură. Se poate ușor observa că suprafața a fost corodată în puncte, căci filmul de lichid (soluția electrolitică) conține ioni de clor ce produc acest tip de coroziune.

În urma creșterii rezistenței electrice, temperatura a crescut mult, la cîteva sute de grade (600—900°), ducînd la ruperea conductorului (avaria propriu-zisă). La rîndul lor, firele de oțel ale conductorului (inima conductorului) se corodează mult mai rapid, în condițiile de coroziune menționate. Ca rezultat al coroziunii are loc o micșorare a secțiunii ; la o anumită valoare a acesteia conductorul nemaiputînd suporta sarcina, se rupe. De regulă, fenomenul de rupere a conductorului în urma coroziunii apare pe traseul conductoarelor, iar frecvența lui este mult mai mică, în comparație cu distrugerea pieselor de legătură.

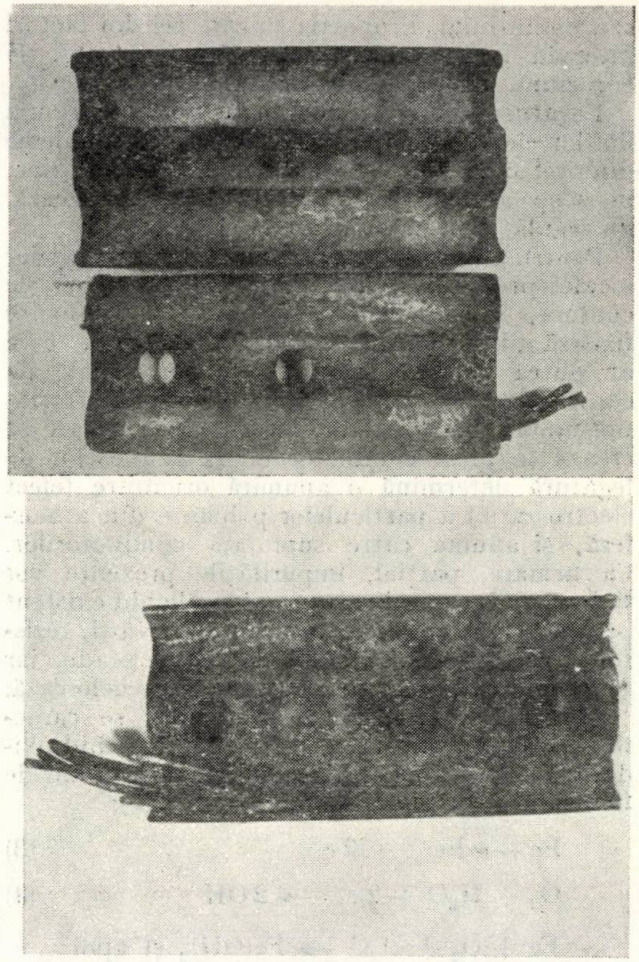


Fig. 3 și 4. Coroziunea conductoarelor și cea a pieselor de legătură.

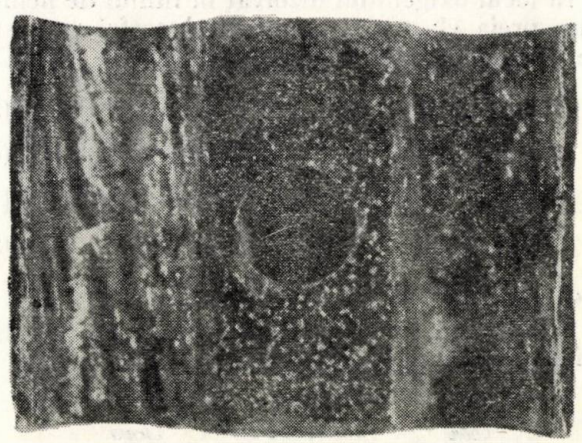


Fig. 5. Plăcuța de aluminiu a piesei de legătură.

Concluzii

Se descriu cauzele și mecanismul probabil de coroziune a conductorilor aerieni și a pieselor de legătură pentru transportul energiei electrice într-o atmosferă poluantă, specifică platformelor industriale. Se constată, în aceste condiții, un proces de coroziune mult accelerat, față de condițiile normale.

De aici rezultă necesitatea de a cerceta și a aplica metoda, sau metodele, eficiente de protecție anticorozivă a conductoarelor și armăturilor, în condițiile de exploatare.

Este necesar să se găsească un mijloc oarecare (optic, electric, mecanic), cu eficientă în prevenirea avariilor coductoarelor și a pieselor de legătură.

Bibliografie

[1] *Hagymaș, Gh., Firoiu, C., Radovici, O.* Coroziunea și protecția metalelor. București, Ed. tehnică, 1963.
[2] *Rosenfeld, I.D.* Coroziunea atmosferică a metalelor (în l. rusă), Ed. Academiei de Științe a URSS, 1960.
[3] *Molinski, S.* Chemik, **XIII**, nr. 6, 1960, p. 266—268.
[4] *Arthur, A.* Canadian Chemical Processing **48**, nr. 7, 1964, p. 71—93.
[5] *Bacquias, G.* Galvano **37**, nr. 380, 1968, p. 555—559.
[6] *Kaesche, W.* Die Korrosion der Metalle. Berlin Heidelberg — New York, Springer Verlag, 1966.
[7] *Goia, L., Cruceru, C., Popescu, C. Ghimpați, Kemeny, R.* Coroziunea și protecția anticorozivă a conductelor electrice. București, Ed. tehnică, 1970.
[8] *Schikorr, G.* Häufige Korrosionsschäden an Metallen und ihre Vermeidungm. Stuttgart, 1961.
[9] *Heusler, E.K.* Werkstoffe und Korrosion, vol. **18**, nr. 1, 1967, p. 11—15.
[10] *Eijnsbergen, J.F.W.* În: Metall, vol. **25**, nr. 9, 1971, p. 985—992.

Intrat în redacție la 10.IV.1973

Eficiența efectului de electrod asupra stingerii arcului electric în aparatele de comutație de joasă tensiune

VASILE TRUȘCĂ și NICOLAE CIOCOIU* — București

CZ 621.316.573.027.25 : 621.3.014.31

1. Introducere

Efectul de electrod constituie unul din principiile prin care se realizează stingerea arcului electric, în aproape toate aparatele de comutație de joasă tensiune de curent alternativ, contactoare și întreruptoare.

Folosirea efectului de electrod la stingerea arcului electric de comutație se bazează pe relația lui Ayrton [1, 2], care arată că, pentru un material de electrod dat, căderea de tensiune este constantă. În consecință ideea constă în divizarea coloanei arcului electric în „n" segmente, cu ajutorul unor plăcuțe sau bare metalice, realizîndu-se astfel o cădere de tensiune de n ori mai mare decît căderea de tensiune pe un singur interval.

Astfel se poate scrie relația :

$$U_a = n\alpha + El, \qquad (1)$$

unde :

U_a este tensiunea totală a arcului electric ;
α — căderea de tensiune la electrozi ;
E — gradientul de potențial în arc ;
l — lungimea totală a coloanei arcului electric.

Deoarece în joasă tensiune ne aflăm în domeniul arcului electric scurt se poate considera $El \approx 0$, iar condiția de stingere în curent continuu este :

$$n\alpha > U_a, \qquad (2)$$

adică, suma căderilor de tensiune la electrozi să fie mai mare decît tensiunea necesară arderii arcului electric.

Camerele de stingere ale aparatelor de curent continuu nu se construiesc, de regulă, după principiul efectului de electrod, deoarece eficiența este redusă, preferîndu-se în acest caz efectul de ion asociat cu suflajul magnetic.

Efectul de electrod este folosit la stingerea arcului electric de curent alternativ în întreruptoare și contactoare de joasă tensiune, în care caz stingerea arcului este facilitată de trecerea naturală a curentului prin zero, astfel că tensiunea pe interval, necesară stingerii arcului electric între două plăcuțe, este mult diferită ca valoare față de tensiunea la stingerea în curent continuu (25 ÷ 30 V), ajungînd chiar la valori de ordinul sutelor de volți.

Numărul de intervale de stingere, n, respectiv numărul de plăcuțe, se calculează, în practică, ținîndu-se seamă și de valoarea tensiunii de restabilire și de faptul că, în circuitele trifazate, întreruperea are loc mai întîi pe una din faze.

În acest caz numărul de intervale se calculează cu relația :

$$n = \frac{K_n \cdot \gamma \cdot 1{,}5 \cdot \sqrt{2}U_n}{\sqrt{3}U_c}, \qquad (3)$$

unde s-a notat cu :

K_n — factorul de neuniformitate a repartizării tensiunii pe intervale ;
γ — factorul de oscilație a tensiunii de restabilire ($\gamma \approx 1{,}4$) ;
1,5 — factor care ține seamă că întreruperea are loc întîi pe una din faze [1] ;
U_n — tensiunea compusă, în V ;
$\sqrt{3}$ — factorul de fază ;
U_c — tensiunea de calcul pe un interval valoare de vîrf.

* Dr. ing. *V. Trușcă* este asistent la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic — București, ing. *N. Ciocoiu* lucrează la laboratorul de încercări al întreprinderii „Electroaparataj — București.

Tensiunea de calcul U_c, pe interval, depinde de o serie întreagă de factori, printre care, curentul întrerupt, configurația constructivă a camerei de stingere, materialul contactelor, cos φ al rețelei și alții. Astfel, diverși autori dau diverse valori pentru această tensiune, în funcție de diverși parametri [3, 4].

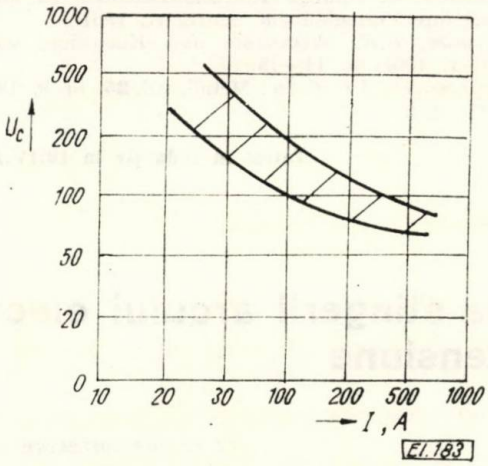


Fig. 1. Diagrama repartiției tensiunii pe intervale în funcție de curentul întrerupt.

De exemplu, în figura 1, este reprezentată tensiunea efectivă care revine unui interval dintre două plăcuțe metalice în camera de stingere, pentru ca stingerea să fie sigură, în funcție de curentul întrerupt, la o sarcină inductivă cu cos $\varphi \approx 0{,}4$ (cazul motoarelor asincrone).

2. Scopul lucrării

Cei mai importanți factori care influențează efectul de electrod sînt: masa plăcuțelor de stingere, materialul de acoperire a plăcuțelor, care joacă un rol foarte important asupra stingerii arcului, forma plăcuțelor din camera de stingere, numărul de plăcuțe de stingere, configurația acestora. În ceea ce privește influența acoperirii metalice a plăcuțelor camerelor de stingere asupra procesului de deconectare, autorul a publicat rezultate detaliate într-o lucrare anterioară [5].

În momentul de față există o varietate mare de forme de plăcuțe de stingere, așa cum se vede în figura 2. În lucrarea [6], publicată de firma Color-Emag, se arată că forma cea mai potrivită pentru plăcuțele folosite în construcția camerelor de stingere ale contactoarelor este cea din figura 2f. S-au efectuat încercări complexe pe un contactor de 100 A, și pentru o plajă de curenți de pînă la 1000 A, pentru tensiunile de 380 V și 500 V, la un cos $\varphi = 0{,}35$.

În lucrarea de față autorii își propun să ajungă la unele concluzii privind influența numărului de plăcuțe de stingere și a distanței dintre ele, asupra procesului de deconectare. S-au înregistrat parametrii caracteristici ai arcului electric, adică, curentul din arc, tensiunea arcului și ceea ce este foarte important, puterea și energia dezvoltate în arc. Măsurarea puterii și energiei reprezintă un fapt foarte important, deoarece acești parametri sînt esențiali în ceea ce privește eficiența unei camere de stingere.

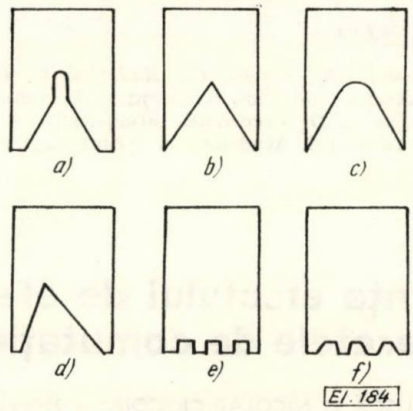


Fig. 2. Diverse forme de plăcuțe de stingere.

Înregistrarea acestor parametri a fost făcută cu ajutorul unui aparat original construit de autor, care a fost descris pe larg în alte lucrări anterioare [7, 8].

3. Verificări experimentale

În prima etapă s-au efectuat încercări asupra unui contactor AC_3, de 40 A, adoptîndu-se, ca criteriu de apreciere, energia minimă dezvoltată în arc. Forma plăcuțelor este cea din figura 3b, iar în figura 3a s-a reprezentat coloana

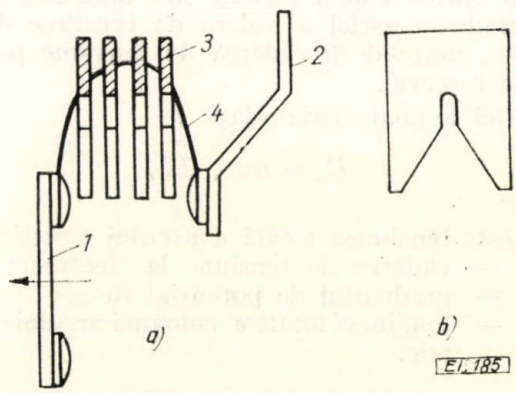


Fig. 3. Configurația plăcuțelor și camerei de stingere.

arcului notată cu *4*, contactul fix *2* și puntea mobilă *1*. Diversele configurații ale plăcuțelor de stingere notate cu *3* se pot vedea în figura 4.

În figura 4a este reprezentată configurația uzuală, unde s-au notat cu *1*, *2*, *3*, *4* cele 4 plăcuțe de stingere, cu *5*, puntea mobilă a contactelor, cu *6*, contactul fix iar cu *7*, borna de racord.

În figura 4b s-a reprezentat aceeași configurație, numai că plăcuțele *1*, *2*, și *3*, *4* au fost legate galvanic între ele.

În figura 4c s-au eliminat plăcuțele *1* și *3* rămînînd numai plăcuțele *2* și *4* și modificîndu-se, astfel, distanța dintre ele.

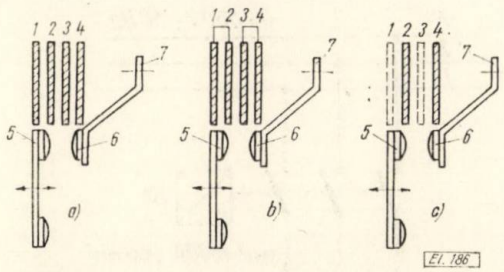


Fig. 4. Diverse configurații ale plăcuțelor și camerei de stingere ale contactoarelor încercate.

Rezultatele obținute au fost următoarele: În figura 5 se pot vedea rezultatele obținute pentru configurația din figura 4a; în figura 6, rezultatele obținute pentru configurația din figura 4b, iar în figura 7, rezultatele obținute pentru configurația din figura 4c. Ca material de acoperire a plăcuțelor s-a folosit zincul pasivizat (Znp).

În figurile 5, 6, 7, s-au efectuat următoarele notații: *1* — curentul de sarcină, respectiv curentul din arc; *2* — tensiunea arcului; *3* — tensiunea arcului și tensiunea de restabilire; *4* — puterea instantanee în arc; *5* — energia dezvoltată în arc; *6* — tensiunea sursei și *7* — baza de timp.

În urma experimentărilor a rezultat că efectul de electrod joacă un rol important în procesul de stingere a arcului. Astfel, energia dezvoltată în arcul electric, în cazul cînd plăcuțele de stingere au fost legate galvanic două cîte două între ele (fig. 4b și 6), a fost mult mai mare decît în celelalte două cazuri. Iar în cazul cînd s-au folosit două plăcuțe, pe locul de rupere, a rezultat o energie ceva mai mică în comparație cu cazul uzual, adică 4 plăcuțe pe locul de rupere (fig. 5 și 7).

Înregistrările au fost făcute cu ajutorul unui oscilograf cu tuburi catodice, de tipul Oscilomat-R

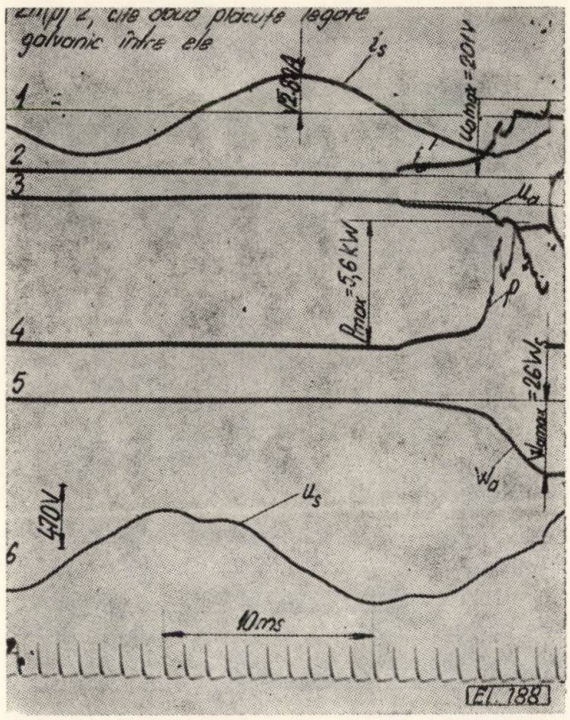


Fig. 6. Oscilogramele obținute pentru contactorul AC_3—40A, corespunzătoare configurației din figura 4b.

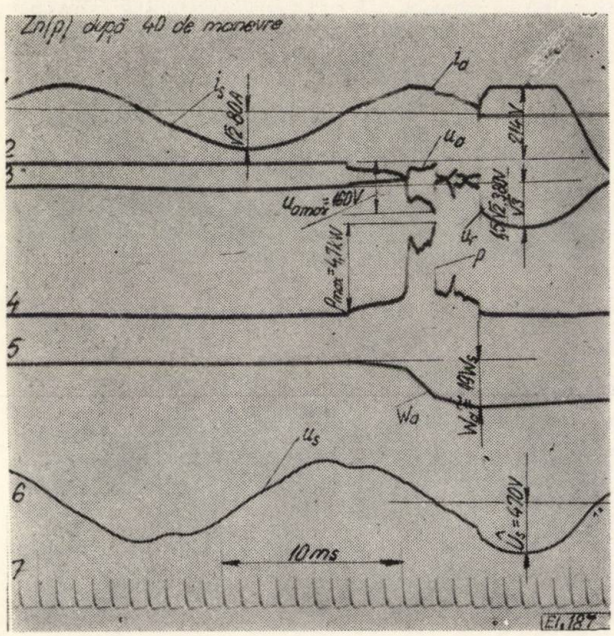


Fig. 5. Oscilogramele obținute pentru contactorul AC_3—40A, corespunzătoare configurației din figura 4a.

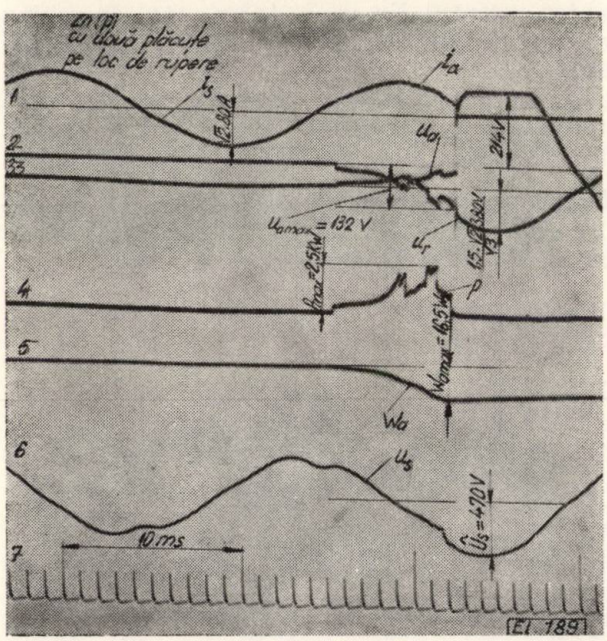


Fig. 7. Oscilogramele obținute pentru contactorul AC_3—40A, corespunzătoare configurației din figura 4c.

de construcție Siemens, cu 7 canale, avînd posibilitatea de înregistrare fidelă a fenomenelor cu frecvențe pînă la 200 kHz. Încercările s-au făcut la cos $\varphi = 0{,}25$, realizat cu inductanțe în aer, schema de încercare fiind cea din figura 8,

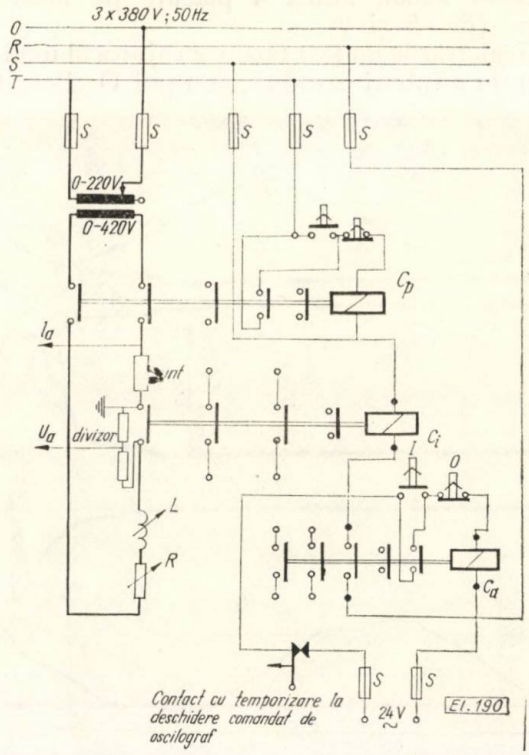


Fig. 8. Schema electrică a instalației de încercare pentru contactorul AC_3—40A.

unde: C_p reprezintă contactorul de protecție, C_a — contactorul auxiliar, iar C_i — contactorul de încercat. Mărimile de măsurat s-au cules pentru curentul din arc i_a, la un șunt, iar pentru tensiunea arcului U_a, de la un divizor de tensiune rezistiv.

Deoarece rezultatele obținute se consideră interesante s-au repetat experiențele și pentru un contactor TCA de 200 A. Încercările s-au efectuat la tensiunea de fază $U_f = \frac{550}{\sqrt{3}}$ V, curentul $\hat{I} = \sqrt{2}.960$ A și cos $\varphi = 0{,}35$.

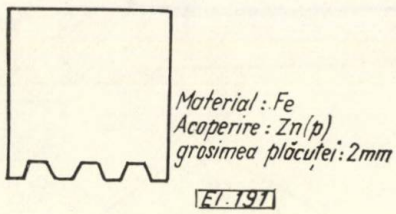


Fig. 9. Forma plăcuței de stingere a contactorului TCA—200 A.

Forma plăcuțelor de stingere a fost cea din figura 9, iar schema de încercare, cea din figura 10, în care IP reprezintă întreruptorul de protecție și C_i, contactorul de încercat. Înregistrările au fost făcute pe un oscilograf cu bucle, în care caz nu s-au mai putut înregistra puterea și energia în arc. Ca criteriu de apreciere, în acest caz, s-a adoptat valoarea maximă a tensiunii arcului și durata de ardere a acestuia.

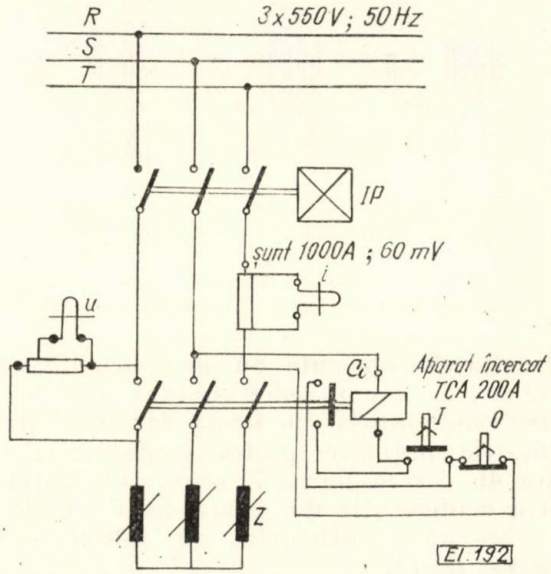


Fig. 10. Schema electrică a instalației de încercare pentru contactorul TCA—200 A.

În figura 11 sînt reprezentate oscilogramele obținute pentru configurația 4a, în figura 12, cele corespunzătoare configurației 4b, iar în figura 13, oscilogramele corespunzătoare figurii 4c.

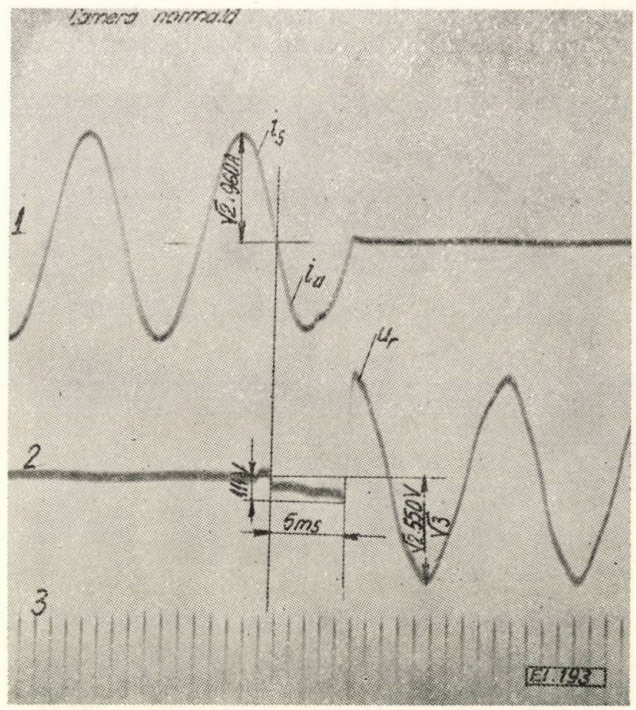


Fig. 11. Oscilogramele obținute pentru contactorul TAC—200 A, corespunzătoare configurației din figura 4a.

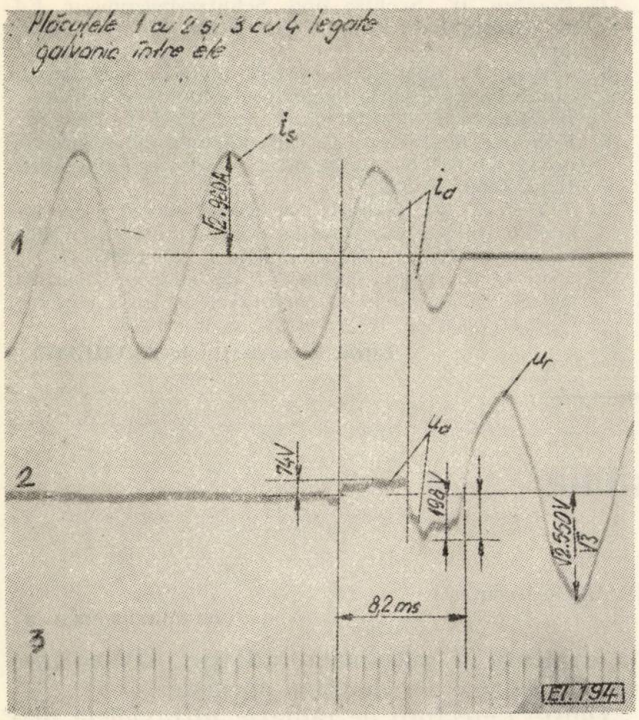


Fig. 12. Oscilogramele obținute pentru contactorul TAC—200 A, corespunzătoare configurației din figura 4b.

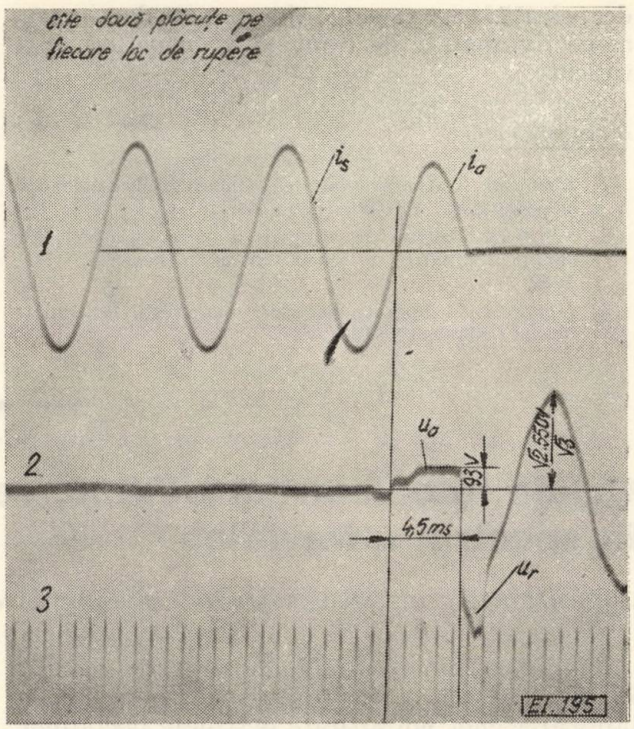


Fig. 13. Oscilogramele obținute pentru contactorul TCA—200 A, corespunzătoare configurației din figura 4c.

Din analiza rezultatelor obținute s-a ajuns la aceleași concluzii ca și pentru contactorul AC_3 de 40 A.

În figurile 11, 12 și 13, *1* reprezintă curentul de sarcină, respectiv curentul din arc, *2* — tensiunea arcului, respectiv tensiunea de restabilire, iar *3* — baza de timp.

4. Comentariul rezultatelor

Rezultatele obținute au arătat că parametrii arcului electric și, în special puterea și energia dezvoltată în arc, sînt influențați, în mod esențial, de configurația plăcuțelor camerei de stingere.

De exemplu, în cazul contactorului de 40 A, pentru un curent de încercare $\hat{I} = 114$ A, în situația cînd plăcuțele de stingere au fost legate galvanic, două cîte două, între ele (configurația din figura 6), a rezultat o energie de 26 Ws, adică mult mai mare decît în cazul configurației uzuale, cînd această energie a fost de 19 Ws (fig. 5), iar în cazul cînd s-au folosit numai cîte două plăcuțe de stingere pe loc de rupere, energia dezvoltată în arc a fost cea mai mică, și anume 16,5 Ws (fig. 7).

De asemenea, în cazul contactorului TCA-200 A, cînd încercarea s-a făcut pentru un curent de 1 370 A, s-a constatat că, în cazul legării galvanice a plăcuțelor două cîte două, între ele (fig. 12), durata de ardere a arcului a fost de 8,2 ms, adică, mult mai mare decît în celelalte două cazuri, reprezentate în figurile 11 și 13.

În cazul cînd s-au folosit numai două plăcuțe pe fiecare loc de rupere (fig. 13), a rezultat, o durată de ardere a arcului de 4,5 ms, adică ceva mai mică decît în cazul camerei uzuale (fig. 11), dar a rezultat o tensiune de restabilire cu un factor de oscilație mult mai mare.

Deoarece în cazul configurației din figura 12, durata de ardere a arcului este mult mai mare decît în celelalte două cazuri, aproape dublă, rezultă că și energia dezvoltată în arc este mai mare, adică aceeași concluzie la care s-a ajuns și în cazul încercărilor pentru contactorul AC_3-40 A.

5. Concluzii

Din analiza rezultatelor obținute, s-a observat că efectul de electrod joacă un rol important în procesul de stingere a arcului electric. De asemenea, puterea, respectiv energia, dezvoltate în arc, sînt influențate în mod esențial de configurația plăcuțelor camerei de stingere. De aceea, măsurarea energiei dezvoltată în arcul electric, constituie unul din criteriile cele mai utile, fără de care nu se pot efectua studii de optimizare eficiente și obiective.

Studierea cît mai exactă a eficienței efectului de electrod, combinată și cu alte studii asupra masei plăcuțelor de stingere, materialului de acoperire a plăcuțelor căilor de curent și a contactelor, precum și formei plăcuțelor de stingere, trebuie efectuată prin studii de optimizare. Adoptînd ca criteriu de apreciere energia minimă

dezvoltată în arc se pot obține camere de stingere, respectiv aparate de comutație, cu performanțe ridicate.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, București, Ed. didactică și pedagogică, Ediția a doua, 1972.

[2] * * * Dispozitive de stingere a arcului electric de curent alternativ, de joasă tensiune. București, IDT, 1962.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Ed. didactica și pedagogică, 1967.

[4] *Franken, W.* Schütze und Schützesteuerungen, Ed. II. Berlin, Heidelberg — New York, Springer-Verlag, 1967.

[5] *Truşcă, V.* Influența acoperirii metalice a plăcuțelor camerelor de stingere asupra procesului de deconectare. In : Electrotehnica **20**, nr. 8, aug 1972, p. 298—305.

[6] *Fredebolg, W., Nedess, H.* Entwicklung und Erprobung der ISOBLOC. In : Luftschütze — Calor — Emag Mitt., H.1., 1966, p. 325.

[7] *Truşcă, V.* Cu privire la măsurarea puterii și energiei arcului electric în aparatele de comutație. In : Electrotehnica **19**, nr. 10, oct 1971, p. 384—392.

[8] *Truşcă, V.* Asupra proceselor de stingere a arcului electric în aparatele de comutație de joasă tensiune. Teză de doctorat, IP-București, martie 1973.

Intrat în redacție la 25.VIII.1973

Celula fotoelectrică UV-200, sensibilă în spectrul ultraviolet

LIGIA NĂSTASE, CONSTANTIN IVANOVICI și VLADIMIR WEINTRAUB* — București

CZ 621.383.5 : 535.34—3

În cadrul progresului înregistrat de tehnică în țara noastră, o parte însemnată o constituie fabricația unor noi aparate destinate operațiilor de automatizare. Printre acestea se numără aparatele bazate pe traductoare fotoelectrice (a căror producție s-a dezvoltat cu repeziciune în ultimii 5 ani), cum sînt : supraveghetoarele de flacără, detectoarele de incendiu, releele fotoelectrice, dispozitivele de pază a perimetrelor etc.

Unele din aceste aparate au ca element traductor o fotocelulă sensibilă în regiunea ultravioletă a spectrului, prezentă în spectrul de frecvență al majorității flăcărilor.

Creșterea continuă a producției de asemenea aparate și, în special de supraveghetoare de flacără, a pus în discuție problema asimilării în țară a unor celule cu răspuns de releu, capabile să semnaleze prezența sau absența flăcării. La Institutul de fizică-București s-au inițiat cercetări, concretizate în realizarea fotocelulei UV-200, sensibilă în spectrul ultraviolet, destinată utilizărilor industriale și de laborator.

Acest articol are ca scop o prezentare generală a caracteristicilor principale ale acestor fotocelule, prin comparație cu produse similare de pe piața externă.

I. Detectori de radiație ultravioletă. Generalități

Radiația ultravioletă este definită, în mod uzual, ca radiație electromagnetică cu lungimea de undă cuprinsă în intervalul de la 40 la 4000 Å. Ea ocupă intervalul dintre radiația X, cu cea mai mare lungime de undă și radiația vizibilă, cu lungimea de undă cea mai scurtă. Punerea în evidență și măsurarea radiației UV se face cu dispozitive de detecție speciale.

Dintre detectorii de radiație ultravioletă disponibili (fizici, chimici și biologici), clasa cea mai folosită este aceea a detectorilor fizici. Dacă bolometrul, termocuplul și radiometrul sînt detectori sensibili în tot spectrul de la ultraviolet la infraroșu, există și detectori care sînt sensibili numai în anumite regiuni spectrale, avînd un răspuns dependent de lungimea de undă a radiației.

Cele trei dispozitive menționate, cunoscute sub numele de dispozitive radiometrice, sînt foarte sensibile, însă, în același timp, sînt și foarte delicate. Ele se folosesc ca standarde de laborator.

Celelalte dispozitive, cunoscute sub numele de dispozitive fotoelectrice, se împart în trei tipuri fundamentale : fototuburi, bazate pe efectul fotoelectric extern, celule fotovoltaice, bazate pe efectul forței fotoelectromotoare și celule fotorezistive, care se bazează pe efectul fotoconductiv (fotoelectric intern). Menționăm că acest din urmă tip nu este disponibil pentru regiunea ultravioletă a spectrului.

Celulele fotovoltaice pe bază de seleniu, fiind sensibile și în spectrul vizibil au o utilizare limitată în ultraviolet, deoarece necesită măsurători suplimentare pentru separarea răspunsului în ultraviolet.

Fototuburile** disponibile la ora actuală, cu o gamă variată de curbe de sensibilitate în regiunea ultravioletă a spectrului, sînt utilizate atît pentru măsurători absolute de intensitate de radiație, cît și ca indicator de prezență a unei radiații, dintr-o anumită regiune din spectru. Ele sînt de tip diodă, cu un catod,

* *L. Năstase* este inginer principal la Institutul de fizică-București, ing. *C. Ivanovici* este cercetător principal la I.C.P.E., iar ing. *V. Weintraub* este cercetător la I.P.A.

** În cele ce urmează nu s-au avut în vedere camerele ionice.

al cărui material determină alura caracteristicii spectrale a tubului, către lungimi de undă mari și un anod colector de electroni; acest echipaj este plasat într-o incintă vidată, sau care conține un gaz. Incinta respectivă trebuie să aibă cel puțin un perete transparent la ultraviolet.

Tuburile cu vid, cu o sensibilitate luminoasă (măsurată în μA/lm) mai mică decît a celor cu gaz, prezintă însă o mai mare stabilitate în timp și o mai bună reproductibilitate și liniaritate; aceste caracteristici se fac apte pentru măsurători absolute de flux luminos și din această cauză sînt preferate în utilizări de laborator pentru măsurători de mare precizie.

Tuburile cu gaz însă, permit, prin semnalul mare disponibil, o mai ușoară utilizare, atît în circuitele de măsură de laborator, cît și în industrie (în scopuri de automatizare, de exemplu).

Fototubul prezentat în articol este un tub cu gaz de tip releu, adică un tub care funcționează ca indicator de prezență a radiației, dînd un curent de ordinul miliamperilor, capabil să acționeze direct un releu sensibil. El poate fi folosit și ca indicator proporțional, pentru fluxuri slabe de lumină. Spre deosebire de fototuburile clasice cu gaz și cu fotocatod din metale alcaline, la care curentul maxim de utilizare este de ordinul microamperilor, iar durata de viață, de ordinul sutelor de ore, printre care și UV—200, permit un curent de lucru de ordinul miliamperilor și o durată de viață de ordinul a cîtorva mii de ore.

Tubul UV—200 este o diodă cu gaz, cu cei 2 electrozi identici, pentru a putea lucra în curent alternativ.

Materialul electrozilor, pe bază de wolfram, permite funcționarea la un curent mare, fără o pulverizare importantă în timp. Tubul funcționează în următorul mod: fotonii, care cad pe catod, extrag din acesta electronii, în cazul în care posedă o energie $h\nu$ suficientă. Dacă tensiunea pe tub este suficient de mare, acești electroni pot iniția o descărcare. Probabilitatea de producere a unei descărcări depinde, printre altele, de valoarea tensiunii de alimentare și de intensitatea radiației ultraviolete. În cazul în care tubul este alimentat în curent alternativ, descărcarea se va stinge atunci cînd valoarea instantanee a tensiunii pe tub scade sub tensiunea de menținere, urmînd a se reaprinde din nou, dacă radiația continuă să fie prezentă, atunci cînd valoarea instantanee a tensiunii pe tub atinge valoarea de aprindere a descărcării în prezența radiației. Electrozii fiind identici, acest proces are loc în fiecare semiperioadă, cei doi electrozi avînd alternativ rolul de catod și anod.

II. Caracteristici tehnice

Tubul UV—200 prezintă următoarele caracteristici tehnice: dimensiunile de gabarit conform figurii 1; tensiunea de lucru: 220 V (+10%; —15%) c.a.; curentul de lucru: 0,2 — 5 mA;

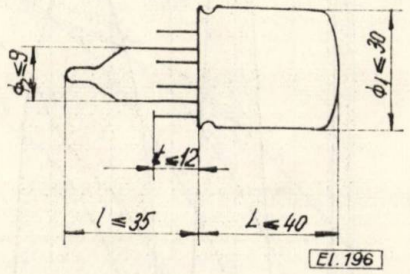


Fig. 1. Tub UV—200. Dimensiuni.

(în funcție de schema utilizată, și de fluxul luminos incident); temperatura mediului ambiant de la $-10°C \div +60°C$; umiditatea relativă: $65\% \pm 15\%$; domeniul de sensibilitate spectrală: 2000—2900 Å.

În cele ce urmează vom face o comparație succintă cu două din cele mai cunoscute fototuburi de tip releu: tubul 155 UG, produs de firma Philips, și detectorul de ultraviolet, produs de firma Edison. În timp ce tubul produs de firma Edison are o tensiune de lucru (de amorsare) de 700 V_{ef}, tuburile UV — 200 și 155 UG au tensiuni de lucru asemănătoare: 220 V_{ef}. La măsurătorile efectuate s-a constatat că tubul UV—200 are o plajă mai largă către tensiunile mari (tensiunea de autoaprindere, în absența radiației, depășind, în general, 300 V_{ef}, față de circa 260 V_{ef} pentru 155 UG), tubul 155 UG are, în schimb, o plajă mai mare în domeniul tensiunilor mici de alimentare.

Faptul că aceste două tuburi au tensiunea de lucru în domeniul valorilor rețelei electrice, reprezintă un avantaj asupra tubului Edison, ușurînd utilizarea lui și conducînd la scheme mai ieftine. Curentul de lucru (la tensiunea nominală), este în medie mai scăzut la tubul UV—200 decît la 155 UG (a se vedea capitolul următor), fapt care decurge din diferențele limitelor tensiunii de funcționare ale celor 2 tuburi. Tubul Edison permite un curent mediu maxim de 25 mA fiind, din acest punct de vedere, superior celorlalte tuburi prezentate.

Domeniul de sensibilitate spectrală este asemănător: 155 UG: 2100—2900 Å; tub Edison: 1900—2600 Å; UV—200: 2000—2900 Å, permițînd o funcționare optimă în dispozitivele de detectare și supraveghere a flacării.

Într-adevăr, se constată că majoritatea flăcărilor combustibililor lichizi și gazoși au un spectru bogat în ultraviolet, unele avînd chiar maxime în această regiune, în timp ce șamota încălzită are spectru de radiație doar în vizibil și infraroșu (fig. 2).

Acest fapt permite folosirea unei fotocelule sensibilă în această gamă, ca detector de prezență pentru flăcările respective, semnalul lui nefiind

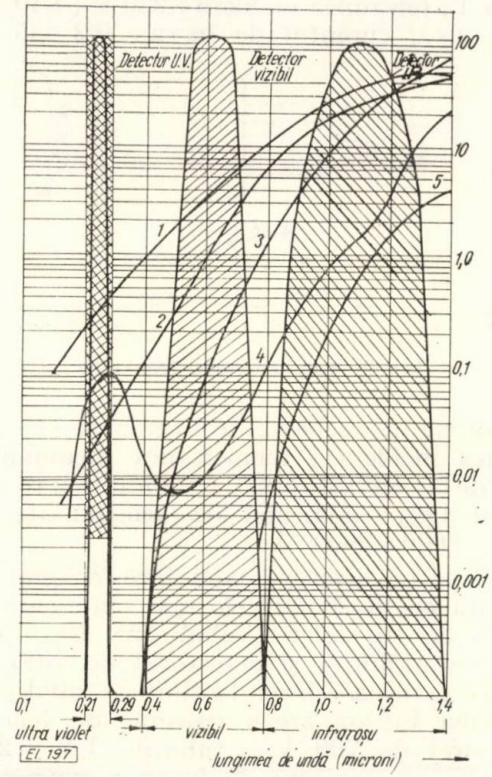


Fig. 2. Curba de radiație spectrală a flăcărilor diferiților combustibili:

1 – flacără de păcură; *2* – flacără de praf de cărbune; *3* – radiația șamotei la 1650 °C; *4* – flacără de gaz metan; *5* – radiația șamotei la 650 °C.

afectat de radiația în vizibil sau infraroșu a altor corpuri încălzite (de exemplu, șamota cuptorului, țevi etc.).

În același timp limita superioară de sensibilitate a acestor tuburi (2600 — 2900 Å) asigură insensibilitatea lor pronunțată față de radiația solară. Într-adevăr, radiația solară are un spectru bogat în vizibil, în infraroșu (fig. 3a), [1], în

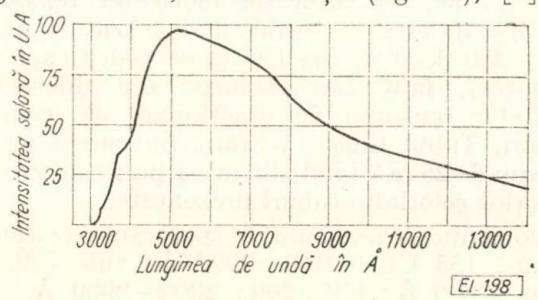


Fig. 3a. Spectrul solar.

timp ce în ultraviolet spectrul este limitat la aproximativ 2960 Å (fig.3b), [2].

Detectorii de ultraviolet menționați mai sus, sînt insensibili la lumina vizibilă. Spectrul ultraviolet al soarelui, însă, se întinde pînă la limita de sensibilitate a tubului, conducînd la aprinderea intermitentă a acestuia, în cazul în care lumina solară cade direct pe un tub de acest tip, plasat în spațiul liber. La tubul Edison, de exemplu, pentru lumina solară directă, la nivelul mării, se observă în medie 10 aprinderi pe minut.

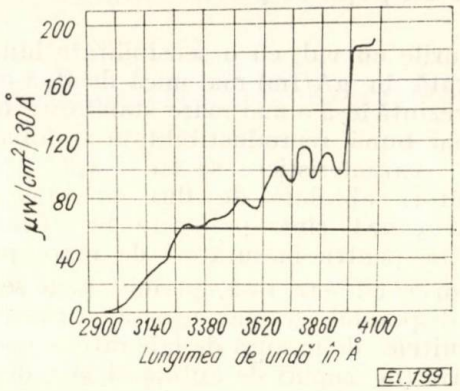


Fig. 3b. Regiunea ultravioletă a spectrului solar.

III. Rezultate experimentale

3.1. Sensibilitatea spectrală

Pentru ridicarea curbei de sensibilitate spectrală s-a folosit montajul din figura 4, sursa de ultraviolet fiind o lampă de xenon de mare

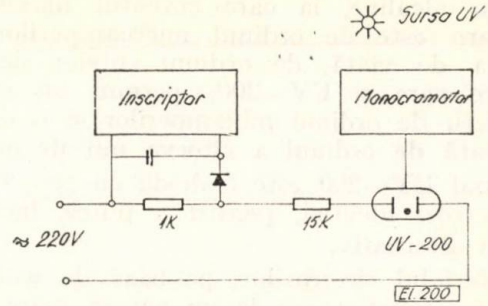


Fig. 4. Montajul pentru ridicarea caracteristicii spectrale.

presiune. Monocromatorul furnizează un semnal luminos monocromatic, care cade pe spațiul dintre electrozii tubului, provocînd trecerea

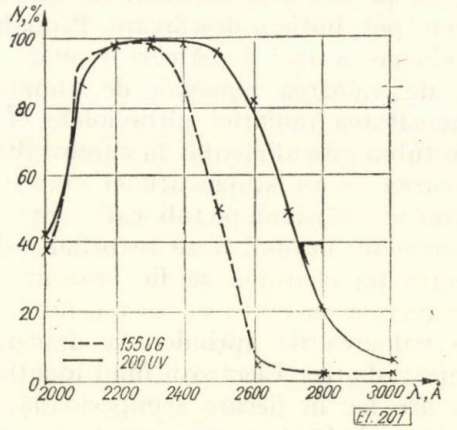


Fig. 5. Caracteristica spectrală a tuburilor UV—200 și 155 UG

unui curent prin circuitul principal. Inscriptorul culege o tensiune proporțională cu curentul, pe care o înregistrează. Deplasarea hîrtiei inscriptorului este sincronă cu variația lungimii de undă la monocromator. Rezultatele măsurătorilor sînt prezentate în figura 5. Caracteristica ideală a sensibilității spectrale are o alură dreptunghiulară, cu palierul în zona de interes și cu pantă abruptă la capetele acesteia. După cum se observă, caracteristica tubului UV—200 se apropie mai mult de această caracteristică ideală, în intervalul 2 000—2 900 Å, în comparație cu tubul Philips.

3.2. Sensibilitatea luminoasă. Această măsurătoare are ca scop determinarea răspunsului tubului la diferite intensități de radiație. Se introduce tubul într-un montaj de măsură, a cărui schemă este reprezentată în figura 6. Se alimentează blocul cu tensiune alternativă

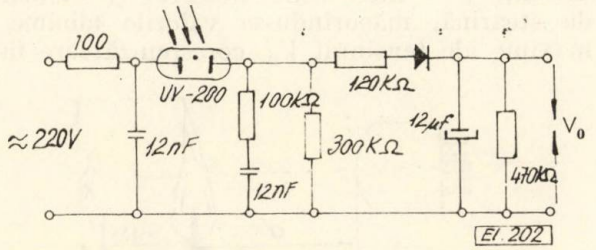


Fig. 6. Schema pentru ridicarea caracteristicii de sensibilitate luminoasă.

Tabela 1

Tip caract.	Distanta (cm)		5		10		15		20	
	Tensiune V		V_{min}	V_{max}	V_{min}	V_{max}	V_{min}	V_{max}	V_{min}	V_{max}
	Nr. crt.	Tub nr.	V	V	V	V	V	V	V	V
UV 200	1	39	14	13,5	7,0	7,5	4,6	5,0	3,1	3,8
	2	72	14,5	15,5	9,8	10,8	5,0	5,5	3,2	5,0
	3	48	14,7	15,7	10	11,6	6,2	6,7	3,1	4,6
	4	53	12,8	13,4	7,0	7,6	4,2	4,6	3,3	4,2
	5	75	15	16,4	8,2	8,7	5,2	5,7	2,7	3,4
	6	73	17,4	18,4	9,5	10,5	6,0	6,7	4,7	5,4
	7	41	13,5	14,0	8,6	8,2	5,0	5,6	3,5	4,0
	8	42	10,7	11,4	5,2	5,7	3,7	4,0	0,9	1,8
	9	70	14,7	15,7	7,5	8,5	4,0	4,5	4,3	5,1
	10	40	9,5	10,4	4,8	5,4	3,0	3,8	2,7	3,2
	11	22	16,5	17,5	9,0	9,8	5,0	6,0	3,2	4,0
	12	18	14,0	15	8,0	9,8	5,4	6,0	3,7	4,0
	13	38	17,5	18	13	13,5	8,3	9,0	5,6	7,0
	14	9	13,5	14	7	7,9	4,3	4,8	3,2	3,7
	Valoare min.		9,5	10,4	4,8	5,4	3,0	3,8	0,9	1,8
	Valoare med.		14,2	14,9	8,2	9	5	5,6	3,3	4,2
	Valoare max.		17,5	18,4	13	13,5	8,3	9,0	5,6	7,0
155 UG	1	10	20	21	16,5	17	13,5	14	10,8	11,3
	2	11	11,8	12,6	4,6	5,6	2,6	3,0	1,9	2,6
	3	12	18	18,3	12,5	13	8,2	9,0	5,8	6,8
	4	13	14,5	15,5	10,5	11,0	7,2	7,8	7,2	8,4
	5	14	21,5	22,0	20,0	20,5	18,0	18,5	16,0	17,0
	6	15	18,5	19,5	13,5	14,5	10,0	10,5	7,8	8,2
	Valoare min.		11,8	12,6	4,6	5,6	2,6	3,0	1,9	2,6
	Valoare med.		17,3	18,1	12,9	13,6	9,9	10,4	8,2	9
	Valoare max.		21,5	22,0	20,0	20,5	18,0	18,5	16,0	17,0

Date privind variația sensibilității luminoase cu distanța la tuburile UV—200 și 155 UG

de 220 V și frecvență de 50 Hz. Ca sursă de radiații ultraviolete se folosește o sursă etalon, constînd dintr-o lumînare de stearină, ale cărei dimensiuni sînt date în figura 7. Se variază distanța „d" între tubul detector și lumînarea de stearină, măsurîndu-se valorile minime și maxime ale tensiunii V_0, corespunzătoare fluc-

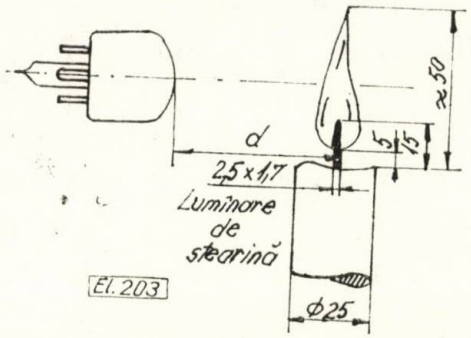


Fig. 7. Sursa standard.

tuațiilor de intensitate ale sursei de radiații (tabela 1). În figura 8 s-au trasat zonele de variație a valorilor minime, medii și maxime ale tensiunii V_0, în funcție de distanță pentru

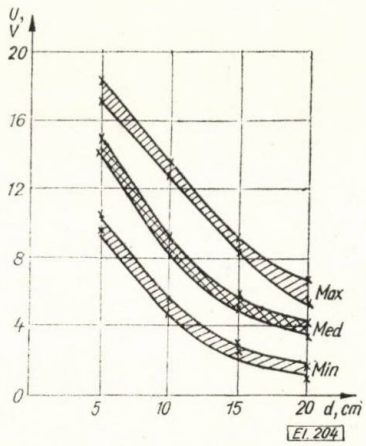


Fig. 8. Curba de sensibilitate luminoasă a tuburilor UV—200.

mai multe tuburi UV—200, iar în figura 9, pentru un lot de tuburi 155 UG. Analiza comparativă a curbelor indică faptul că, deși alura este aceeași, tuburile 155 UG prezintă o sensibilitate luminoasă relativ mai mare. Acest fapt rezultă din diferența de tensiuni de autoaprindere, amintită la capitolul II. Această diferență de sensibilitate crește cu mărirea distanței, deci, cu micșorarea intensității radiațiilor.

3.3. Variația curentului cu temperatura. Deoarece tuburile se folosesc în limite foarte largi de temperatură este necesară cunoașterea variației semnalului, în funcție de acest parametru. S-au introdus tuburile într-o cameră climatică de tip Feutron 3001 Zeiss, restul montajului din figura 10 rămînînd în exterior. Măsurătorile variației curentului s-au făcut la temperaturi de — 10 ; + 20 și + 60°C, trecerea de la o

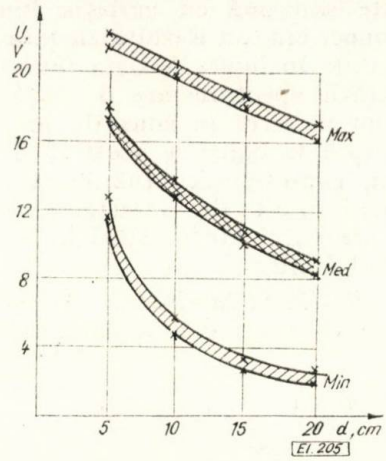


Fig. 9. Curba de sensibilitate luminoasă a tuburilor 155 UG.

temperatură la alta făcîndu-se cu o viteză mai mică de 2°C/min. S-a utilizat o sursă de radiații ultraviolete echivalentă, la nivelul tuburilor, cu aceea a unei surse standard, situată la distanța

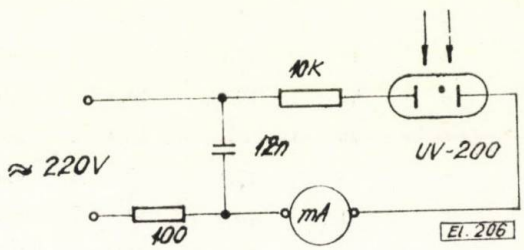


Fig. 10. Schema pentru ridicarea caracteristicii de variație a curentului cu temperatura.

$d = 25$ cm. Rezultatele măsurătorilor au fost date în tabela 2.

În figurile 11, 12, 13, se prezintă curbele curentului în funcție de temperatură, la diferite

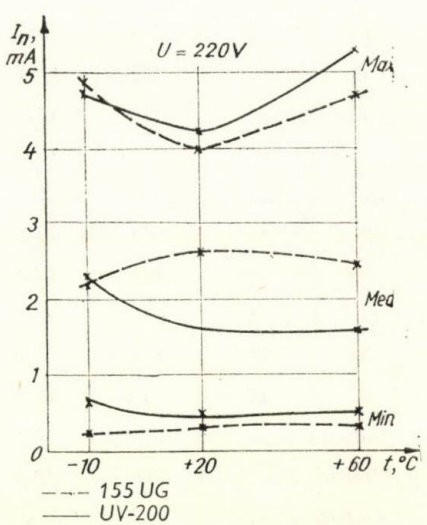


Fig. 11. Caracteristica de variație a curentului cu temperatura pentru tensiunea de alimentare de 220 V.

Tabela 2

Tip caract.	Nr. crt.	Nr. tub. / Temperatura °C	I_{max}, mA $U = 242v$ −10	I_{max}, mA $U = 242v$ +20	I_{max}, mA $U = 242v$ +60	I_{min}, mA $U = 187v$ −10	I_{min}, mA $U = 187v$ +20	I_{min}, mA $U = 187v$ +60	I_n, mA $U = 220v$ −10	I_n, mA $U = 220v$ +20	I_n, mA $U = 220v$ +60
UV 200	1	40	3,5	2,6	1,25	0,85	0,55	0,3	3,0	1,65	1,45
	2	18	5,0	3,0	1,51	0,75	0,45	0,45	2,75	1,1	1,35
	3	38	6,0	4,75	3,0	2,75	2,25	1,45	4,75	4,25	3,5
	4	39	4,5	3,5	2,9	1,15	1,15	1,15	2,75	2,75	2,0
	5	22	4,25	1,15	1,15	0,75	0,38	0,21	3,0	0,8	0,65
	6	46	2,0	0,8	1,1	0,45	0,38	0,25	1,25	0,55	0,65
	7	72	2,1	1,3	1,1	0,75	0,25	0,25	0,8	0,5	0,75
	8	53	4,15	2,0	1,25	1,05	0,7	0,35	1,35	1,25	1,0
	9	70	3,1	1,3	1,0	1,05	0,4	0,34	1,1	0,85	0,55
	10	41	4,84	3,5	2,85	1,2	2,25	1,35	1,75	2,0	1,1
	11	9	5,6	4,25	3,7	2,25	1,55	1,25	3,5	3,8	3,0
	12	73	2,1	0,95	0,45	0,5	1,15	0,15	0,65	0,45	0,45
	13	75	2,25	0,8	1,25	0,8	0,5	0,15	1,25	0,55	0,45
	14	48	7,0	5,5	7,0	0,22	0,1	1,1	4,0	2,0	5,3
	Valoare min.		2,0	0,8	0,45	0,22	0,1	0,15	0,65	0,45	0,45
	Valoare med.		4,02	2,52	2,02	1,03	0,86	0,62	2,27	1,60	1,58
	Valoare max.		7,0	5,5	7,0	2,75	2,25	1,45	4,75	4,25	5,3
155 UG	1	10	5,5	5	5	0,25	0,55	0,3	1,4	3,5	2,5
	2	11	1,35	1,5	2,35	0,08	0,07	0,18	0,25	0,3	1,15
	3	12	1,6	0,7	2,25	0,06	0,075	0,06	0,35	1,5	0,3
	4	13	4,5	4,5	4,4	0,95	1,0	0,5	1,75	2,5	1,5
	5	14	6,4	6,5	6,3	1,9	1,25	1,9	4,7	4,0	4,7
	6	15	6,4	6,5	5,25	2,3	2,25	2,15	4,8	4,0	4,25
	Valoare min.		1,35	0,7	2,25	0,06	0,07	0,06	0,25	0,3	0,3
	Valoare med.		4,29	4,11	4,25	0,92	0,86	0,84	2,20	2,63	2,40
	Valoare max.		6,4	6,5	6,3	2,3	2,25	2,15	4,8	4,0	4,7

Date privind variația curentului cu temperatura și tensiunea la tuburile UV—200 și 155 UG

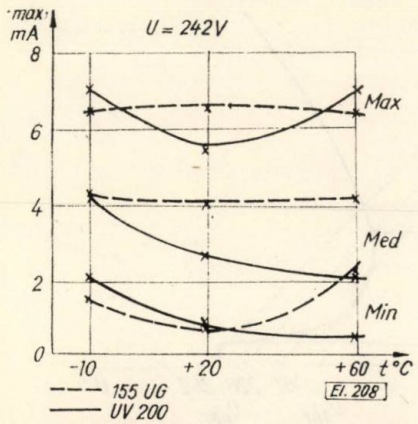


Fig. 12. Caracteristica de variație a curentului cu temperatura pentru tensiunea de alimentare de 242 V.

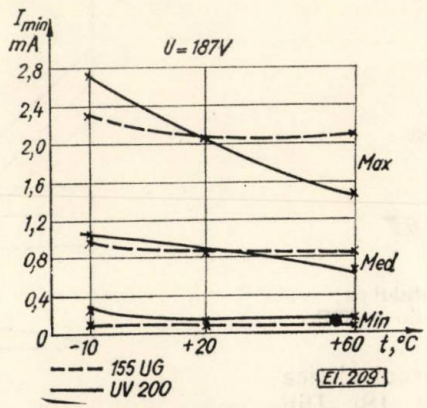


Fig. 13. Caracteristica de variație a curentului cu temperatura pentru tensiunea de alimentare de 187 V.

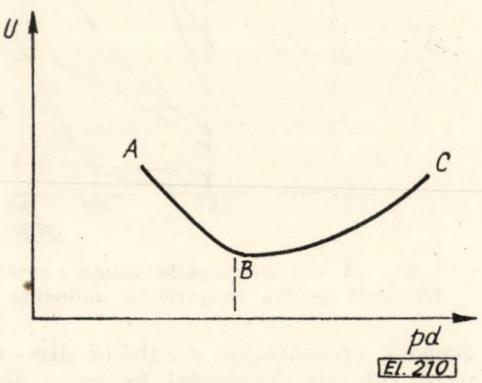


Fig. 14. Curba Paschen.

tensiuni de alimentare (187, 220 și 242 V), trasîndu-se curbele corespunzătoare valorilor minime, medii și maxime pe întregul lot. În aceleași figuri s-au trasat atît curbele pentru tuburile UV—200, cît și cele pentru tuburile 155 UG. Din studiul curbelor se constată că variația curentului, în funcție de temperatură, la o tensiune de alimentare dată, poate fi corelată cu variația tensiunii de aprindere, în funcție de produsul dintre presiune și distanța dintre electrozi (curba Paschen, fig. 14).

Distanța dintre electrozi fiind constantă, variația temperaturii conduce la variația presiunii și modifică în acest fel tensiunea de aprindere și, deci, curentul prin tub. Corelația este mai evidentă pentru tubul UV—200, pentru care punctul de funcționare la + 20°C se plasează pe ramura ascendentă (*BC*) a curbei din figura 14. Din analiza comparativă a curbelor celor două tuburi se constată că variațiile tuburilor 155 UG se situează în limite mai strînse. La temperatura de — 10°C tuburile UV—200 dau, în general, un curent mai mare decît tuburile 155 UG, în timp ce la + 60°C, situația este inversă. Caracteristicile sînt mai apropiate la temperatură normală.

3.4. Variația curentului cu tensiunea. Deoarece se știe că variația tensiunii de rețea are loc în limitele a 187—242 V, prezintă interes măsurarea curentului tubului în aceste limite, la temperatură constantă. Folosind același montaj de la punctul 3.3, s-au ridicat curbele din figurile 15, 16, 17. Se constată că alura curbelor este

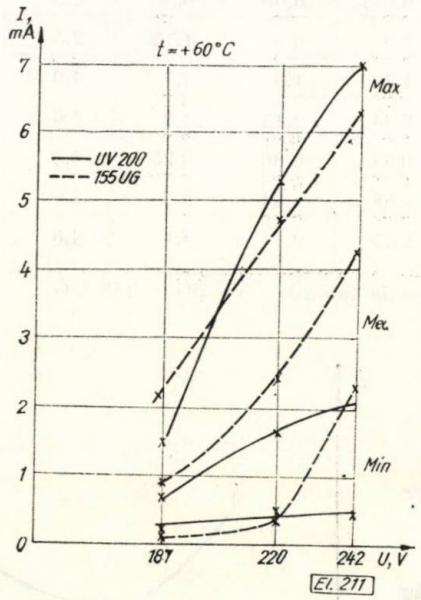


Fig. 15. Caracteristica de variație a curentului cu tensiunea pentru temperatura ambiantă de + 60°C.

aceeași, crescătoare, rezultînd din caracteristica unui tub cu descărcări în gaze (fig. 18). Din aceeași figură reiese că tubul nu se aprinde în absența radiației, prezența acesteia făcînd să scadă tensiunea de aprindere pînă la valoarea U'_{apr} și, deci, să treacă tubul în stare de conducție.

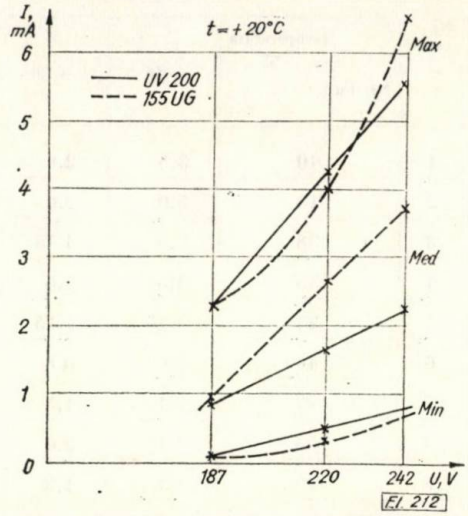


Fig. 16. Caracteristica de variație a curentului cu tensiunea pentru temperatura ambiantă de + 20 °C.

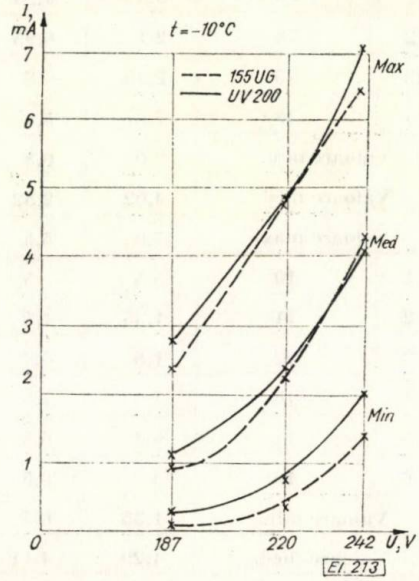


Fig. 17. Caracteristica de variație a curentului pentru temperatura ambiantă de — 10° C.

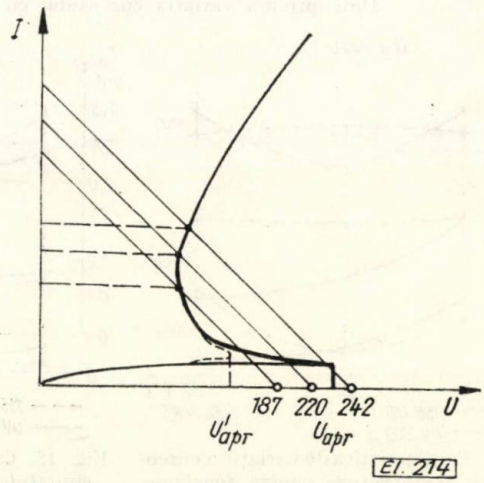


Fig. 18. Caracteristica U,I a unui tub cu descărcare în gaze.

IV. Justificarea tehnico-economică a soluției alese

Constructiv, tubul este constituit din doi electrozi identici, în formă de buclă, sudați în cîte două puncte la o ambază heptală de tip miniatură. S-a ales soluția de a fixa fiecare buclă în 2 puncte la soclu (spre deosebire de unele tuburi similare, care au electrozii fixați numai într-un punct), din motive de stabilitate a echipajului. Într-adevăr, distanța dintre electrozi, constituind un parametru de funcționare important (ea influențînd în mare măsură tensiunea de lucru și, în consecință, și curentul de lucru al tubului la o tensiune dată), trebuie asigurată o stabilitate cît mai mare a ei la solicitări dinamice (șocuri, vibrații). Soclul heptal a fost ales din motive economice fiind fabricat curent în țară, pentru tuburile cinescop. Celelalte elemente, folosite la realizarea tubului, materialul electrozilor, gazul de umplere și sticla balonului, au fost alese din necesitatea de a avea anumiți parametri pentru tub, și anume :

— Materialul electrozilor fixează pragul către lungimea de undă mare a radiațiilor ultraviolete. S-a ales wolframul, a cărui energie de extracție fotoelectrică mare, $\Phi = 4{,}5$ eV [3], face ca el să aibă un prag fotoelectric ridicat, lungimea de undă limită pentru efect fotoelectric la wolframul pur fiind de $\lambda = 2760$ Å. Caracteristica spectrală a tubului în domeniul lungimilor de undă mari este explicabilă prin aceea că, în general, apar variații ale pragului fotoelectric în funcție de procedeul de fabricație și de puritatea materialului. În condiții de laborator, pentru același material al catodului, s-au observat variații ale pragului fotoelectric de 200—300 Å [1]. Lipsa de sensibilitate a tubului, pentru lungimi de undă mai mari de 3000 Å, este de dorit, așa cum am văzut în capitolul II, pentru utilizarea celulei în supravegherea flăcării, întrucît asigură o insensibilitate relativă la lumina solară și la alte surse de lumină în spectrul vizibil.

— Sticla utilizată pentru confecționarea balonului, de tip UVIOL, este transparentă în ultraviolet. Ea limitează domeniul de sensibilitate spre lungimile de undă mici ale radiației UV.

— Amestecul de gaze de umplere influențează tensiunea de lucru și viteza de răspuns a tubului, la semnale variabile în timp. Amestecul de gaze a fost ales astfel încît să permită o funcționare la tensiune relativ joasă, cu un spațiu interelectrodic suficient de mare pentru a nu fi afectat de vibrații și o presiune suficient de mare pentru a avea un curent important.

— Dimensiunile de gabarit rezultă din următoarele cerințe : lungimea tubului și a capilarului, sînt impuse de condițiile de prelucrare a sticlei ; diametrul capilarului ca și cel al tubului sînt o consecință a utilizării unui produs deja fabricat (ambaza de tub cinescop).

V. Domenii de utilizare a fotocelulei sensibile în spectrul ultraviolet

După cum s-a arătat mai sus principala proprietate a unei fotocelule de acest tip este faptul că face posibilă semnalarea prezenței radiațiilor din domeniul ultraviolet al spectrului undelor electromagnetice. Pe baza acestei proprietăți, fotocelula se poate utiliza în următoarele scopuri.

5.1. Detectarea prezenței radiațiilor ultraviolete și măsurarea intensității lor. Deoarece fotocelula UV—200 are o caracteristică de tip releu, ea va conduce, în prezența radiațiilor UV și va fi blocată, în absența acestora. Evident, acest fenomen se produce dacă tensiunea ei de alimentare este mai mică decît tensiunea de autoaprindere. Se știe însă că orice sursă de radiație prezintă fluctuații. Acestea se răsfrîng asupra funcționării fotocelulei, prin faptul că ea se deschide de mai multe ori, în unitatea de timp, cînd radiația are creșteri și de mai puține ori, cînd radiația prezintă scăderi. Într-un cîmp de radiații foarte puternic celula se poate deschide de maximum 100 ori, la o frecvență de alimentare de 50 Hz. Dacă semnalul electric dat de fotocelulă este redresat și filtrat, mărimea tensiunii de ieșire este direct proporțională cu intensitatea radiației, devenind constantă dincolo de mărimea de saturație.

5.2. Detectarea unor substanțe gazoase, dacă acestea absorb integral sau parțial radiația ultravioletă. În cazul aceasta se utilizează o lampă emisivă de radiații UV (de exemplu, lampa cu vapori de mercur), împreună cu fotocelula, care indică prezența radiației pînă în momentul apariției gazului respectiv, peste o concentrație limită.

5.3. Detector de fum sau de praf. Procedeul folosit este analog cu cel de la punctul 5.2. Avantajul utilizării celulei fotoelectrice în ultraviolet, în comparație cu traductorii fotoelectrici sensibili în alte domenii ale spectrului (vizibil, infraroșu) etc. este următorul : radiația ultravioletă nu poate pătrunde printr-o pătură de praf sau fum, fiind absorbită de aceasta, pe cînd radiațiile cu lungimea de undă mai mare suferă fenomenul de difracție și în acest mod pot străbate prin fum sau praf.

5.4. Supraveghetor de flacără. Este folosit în sistemul de automatizare al arzătoarelor industriale. Dispozitivele automate de supraveghere a flăcării au menirea de a atrage atenția operatorului, în momentul stingerii accidentale a flăcării în arzător Mai mult, cuplate într-o schemă mai complexă, ele pot comanda întreruperea admisiei combustibilului în focar. Acest fapt are o importanță deosebită, deoarece acumularea de combustibil nears reprezintă un grav pericol de explozie, cînd se încearcă

reaprinderea focului. De obicei, supraveghetorul de flacără este conectat chiar în schema de pornire a arzătorului, care are, în general, un program complex. Dacă flacăra nu se amorsează într-un timp determinat de la comanda scînteii de aprindere, supraveghetorul comandă oprirea programului de aprindere, permiţînd reluarea lui de la început şi alarmînd totodată personalul de serviciu. Acelaşi lucru se întîmplă şi dacă flacăra dispare dintr-o cauză oarecare, pentru un timp mai mare de o secundă. În privinţa spectrului de frecvenţă, celula UV—200 se poate utiliza în bune condiţiuni, în cazul flăcării combustibililor gazoşi şi lichizi (gaz metan, păcură motorină etc.), (fig. 2).

După cum s-a arătat mai sus, acelaşi aparat poate indica arderea incompletă, prin semnalizarea prezenţei fumului abundent. Un alt avantaj pe care îl prezintă, faţă de alte tipuri de fotocelule, este acela că nu este influenţată de radiaţiile în spectrele vizibil şi infraroşu, emise un timp, de şamota incandescentă după dispariţia flăcării. Probele făcute cu fotocelula UV—200, montată într-un aparat SFT—168—UV [4], au dat rezultate bune, modificările necesare fiind minime şi de natură constructivă.

5.5. Detector de flacără pentru incendii. Este evidentă importanţa pe care o are o semnalizare făcută în faza incipientă în lupta contra incendiilor. Unele substanţe nu fac fum, ceea ce împiedică utilizarea detectorului de fum. În aceste cazuri, cînd semnalizarea dată de detectoarele de temperatură (cu prag, sau termovelocimetrice) poate fi tardivă (în special cînd este vorba de săli mari), se utilizează cu succes detectorul de flacără. Acesta trebuie să dea alarma la apariţia unei flăcări, uneori punînd în funcţiune şi mijloacele de extincţie. Deoarece marea majoritate a substanţelor naturale cît şi cele create de om au o flacără ce radiază şi în spectrul ultraviolet, rezultă că se poate utiliza ca fototraductor celula UV—200. Schema va fi simplă în acest caz, ca de exemplu în figura 19. Referitor la fotocelula UV—200,

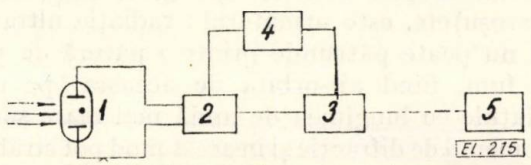


Fig. 19. Schema-bloc a unui detector de flacără pentru incendii :
1—fotocelulă UV-200; *2*—amplificator de c.a.; *3*—releu de semnalizare; *4*—sursă stabilizată de tensiune; *5*—centrală de alarmă.

recomandăm utilizarea detectorului de flacără numai pentru obiective interioare (magazii, săli de expoziţie, hale industriale etc.), deoarece condiţiile de mediu din natură pot depăşi limitele garantate de producător. Un alt argument îl constituie sensibilitatea relativă a fotocelulei la radiaţia solară, care căzînd direct sau prin reflexie pe electrozii tubului, conduce la aprinderi întîmplătoare datorate spectrului ultraviolet al soarelui (conf. cap. II.). Acest fenomen nu se poate produce în încăperi deoarece radiaţia ultravioletă din spectrul solar este puternic atenuată de către sticla obişnuită din care se confecţionează geamurile.

5.6. Mijloc de semnalizare în telecomunicaţii. Avînd o frecvenţă mai mare decît radiaţiile vizibile, radiaţii ultraviolete au o directivitate superioară. Din această cauză pe vreme bună, radiaţiile UV se propagă pe distanţe mai mari şi se pot utiliza pentru comunicaţii om — om sau vapor — vapor, fotocelula fiind utilizată la recepţie.

5.7. Dispozitiv de pază. În acest aparat se utilizează proprietatea razelor ultraviolete de a fi invizibile şi de a se propaga la distanţă. Selectarea radiaţiei UV la emisie se poate utiliza cu ajutorul unor filtre speciale. Cînd fasciculul de raze UV este intersectat de o persoană, un releu dă alarma corespunzătoare.

5.8. Detector de arc electric

La instalaţiile electrice pot apare, printre efectele nedorite, descărcări în aer, sub formă de arc electric. Acesta duce la uzura rapidă a porţiunilor devenite „electrozi", prin forţa împrejurărilor. Este foarte util să se constate cît mai repede apariţia arcului electric la generatoare, motoare, schimbătoare de viteză etc. Detectarea spectrului ultraviolet al arcului electric este folosită pentru a pune în funcţiune o instalaţie de alarmă.

5.9. Controlul sudurilor

Ca şi în cazul flăcării de gaz metan, o sudură corectă se realizează cînd carburantul şi comburantul se găsesc într-o proporţie optimă. În acest caz flacăra de sudură emite în violet şi ultraviolet. Un dispozitiv înzestrat cu o celulă UV—200 este capabil să semnaleze existenţa radiaţiei UV de un nivel dat, respectiv apropierea de raportul optim al celor două substanţe.

5.10. Controlul la distanţă, automatizări fotoelectrice etc. Un exemplu îl poate constitui deschiderea automată a uşii garajului la apropierea unui automobil, care, intersectînd un fascicul invizibil de raze UV pune în acţiune deschiderea uşii. Cu acest aparat se mai pot efectua : controlul traficului, numărarea obiectelor de pe o bandă rulantă etc.

5.11. Utilizarea ca memorie. O variantă de utilizare fotocelulei pentru detectarea radiaţiilor ultraviolete incidentale o prezintă schema cu fotocelulă alimentată în c.c. (310 V + 10%—15%). În această schemă fotocelula nu se stinge automat prin alimentare, ci, odată produsă, descărcarea se menţine pînă la întreruperea alimentării cu ajutorul unui buton de comandă. Avantajul unui asemenea sistem este că memorează acţiunea unui eventuale radiaţii care apare incidental, pînă la intervenţia operatorului.

Concluzii

Fotocelula UV—200 este un tub cu gaz de tip releu, cu performanțe comparabile cu tuburi similare existente pe piața externă. Producerea acestui tub în țară permite o largă dezvoltare a automatizărilor bazate pe radiațiile ultraviolete.

Bibliografie

[1] *Koller, L.R.* Ultraviolet radiation, second edition. John Wiley & Sons Inc., New York — London — Sydney, 1965.

[2] *Searle, N.Z., Hirt, R.C.* În : J. Opt. Soc. Am. **55**, 1965, p. 1413 — 1421

[3] *Weissler, G.L.* Photoionization in gases and photoelectric emission from solids, Handbuch der Physik, Berlin, Göttingen — Heidelberg, Bd. XXI, S. Flüge, Springer, 1956.

[4] *Hilohi, F., Weintraub, V.* Supraveghetoare de flacără. In : Automatica și Electronica, nr. 3, 1973.

[5] Catalog Philips 1972.

[6] Prospect Edison.

Intrat în redacție la 17.I.1974

Anizometru pentru studiul texturii tablelor silicioase texturate

G. CĂLUGĂRU și V. BĂDESCU* — Iași

1. Introducere

Este cunoscută posibilitatea evaluării calitative a texturării tablelor siliciose laminate la rece, prin studii asupra curbei de torsiune [1], care caracterizează anizotropia magnetică. Domeniul de măsură și precizia măsurătorilor sînt limitate însă de caracteristicile aparatelor folosite.

În lucrarea [2] sînt prezentate modificările aduse unui magnetometru de torsiune, descris anterior în literatură, pentru ai mări cuplul maxim de la 10^4 dyn.cm la 7.10^4 dyn.cm, lucru necesar pentru studii asupra tablelor silicioase texturate cu anumite dimensiuni. Deoarece și cuplul de 7.10^4 dyn.cm reprezintă o valoare mică, pentru probe cu suprafața mai mare de 2 cm² și grosimea mai mare de 0,8 mm, a apărut necesitatea construirii unui nou anizometru care să corespundă cerințelor.

În această lucrare se descrie un anizometru, construit de autori, după variantele propuse de Colette [3] și Vdovin [4], aparat al cărui principiu este total diferit de cel al anizometrului de torsiune. Funcționarea lui nu este limitată de dimensiunile probei, anizometrul permițînd o investigare rapidă.

2. Principiul metodei

Anizotropia poate fi descrisă într-o probă prin densitatea energiei de anizotropie E_a, care este o funcție de orientare a magnetizației M. Cînd proba este plasată într-un cîmp magnetic exterior, orientat în planul probei, asupra lui M acționează și un cuplu magnetostatic, care, la echilibru, este egal cu cel datorat anizotropiei. Densitatea de energie în probă este dată de relația :

$$E = E_a - \mu_0 \vec{H} . \vec{M} = E_a(\theta) - \mu_0 HM \cos(\alpha - \theta), \quad (1)$$

unde $\alpha - \theta$ determină orientările vectorilor $\vec{H}$ și $\vec{M}$ în planul probei (fig. 1).

Această energie este minimă la echilibru, deci :

$$dE/d\theta = dE_a/d\theta - \mu_0 MH \sin(\alpha - \theta) = 0. \quad (2)$$

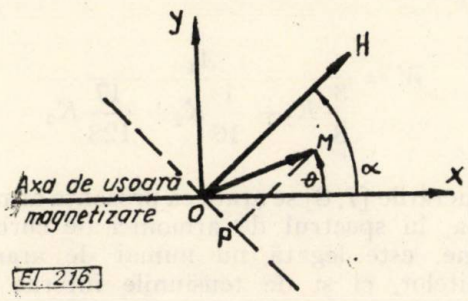


Fig. 1. Orientarea magnetizației M și a cîmpului magnetic H în planul probei.

Pentru evaluarea energiei de anizotropie E_a, sau mai curînd a primei sale derivate $dE_a/d\theta$, funcție de θ, se cunosc în prezent mai multe metode [5, 6].

O metodă nouă de studiu a funcției $dE_a/d\theta = f(\theta)$, utilizată pentru evaluarea anizotropiei păturilor subțiri feromagnetice [3] și a materialelor feromagnetice masive [4], se bazează pe măsurarea proiecției magnetizației pe direcția cîmpului magnetic magnetizant, la o rotație completă a probei.

Ecuația (2) poate fi scrisă sub forma :

$$dE_a/d\theta = MH \sin(\alpha - \theta). \quad (3)$$

Cantitatea $\sin(\alpha - \theta)$ este proporțională, în figura 1, cu segmentul OP, sau, fizic, cu componenta fluxului în direcția perpendiculară la H. Această proporționalitate stă la baza metodei. S-a construit o instalație care permite măsurarea continuă a componentei magnetizației pe direcția perpendiculară la cîmpul magnetizant, funcție

* *Gh. Călugăru* și *V. Bădescu* sînt cercetători la Centrul de cercetări tehnice și fizice — Iași.

de unghiul θ. Se poate trasa, astfel, curba componentei normale a magnetizației, echivalentă cu cea de torsiune.

3. Intensitatea de texturare

Pentru caracterizarea calitativă a texturii materialelor magnetice texturate este des folosită intensitatea de texturare W. Determinarea intensității de texturare se realizează utilizînd formule speciale [1], care presupun cunoașterea amplitudinilor armonicilor pare ale curbei de torsiune, sau ale componentei normale a magnetizației și constantele de anizotropie ale materialului magnetic studiat. Pentru precizia măsurătorilor este necesară cunoașterea primelor trei constante de anizotropie K_1, K_2, K_3 și a amplitudinilor primelor patru armonici pare ale curbelor respective.

În cazul particular de determinare a intensității de texturare Goss $\{110\}\ <100>$, Drujinin a utilizat relațiile :

$$W = \frac{A_2}{\frac{1}{4}K_1 + \frac{1}{64}K_2 + \frac{11}{128}K_3}, \qquad (4)$$

sau :

$$W = \frac{A_4}{\frac{3}{8}K_1 + \frac{1}{16}K_2 + \frac{17}{128}K_3}. \qquad (5)$$

În lucrările [7, 8] se arată că prezența armonicii a doua, în spectrul de armonici ale curbei de torsiune, este legată nu numai de aranjarea cristalitelor, ci și de tensiunile interne și de exactitatea executării discurilor. Din această cauză, pentru calcularea lui W este preferabilă relația (5). Pentru evaluarea numerică a intensității texturării oțelului electrotehnic laminat la rece, în [1] se recomandă a se face media valorilor, obținute cu ajutorul relațiilor (4) și (5). Trasarea și efectuarea analizei armonice a curbei de torsiune sînt operații grafice, laborioase și cu erori.

Curba componentei normale a magnetizației se poate obține pe ecranul unui osciloscop și se poate descompune în armonici pe cale electronică, rapid și cu mare precizie.

4. Aparatul

Anizometrul magnetic, construit, permite vizualizarea și fotografierea curbei componentei normale a magnetizației pe ecranul unui osciloscop. În același timp se poate face descompunerea în armonici și măsurarea amplitudinilor primelor patru armonici pare. O schemă-bloc a aparatului este dată în figura 2.

Proba, sub forma unui disc *1*, cu diametrul de 25 mm, este prinsă pe un suport *2*, care este rotit de către un motor sincron *3*. Planul probei, perpendicular pe axa de rotație, este paralel cu cîmpul magnetic H, produs de un sistem de bobine Helmholtz, în interiorul căruia se află proba. O bobină sondă *4* este localizată

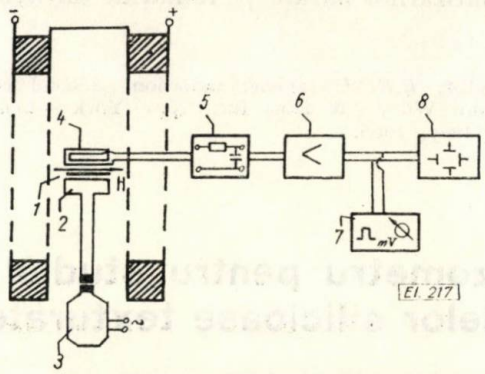


Fig. 2. Schema-bloc a instalației

deasupra probei și culege un flux proporțional cu componenta magnetizației M pe o direcție perpendiculară pe H. Tensiunea electromotoare indusă în bobina sondă, proporțională cu derivata componentei normale a magnetizației, în raport cu unghiul de rotire $dM_n/d\theta$, este aplicată unui integrator *5*. Semnalul integrat, proporțional cu M_n, este amplificat de amplificatorul *6* și apoi aplicat unui voltmetru selectiv *7* și, în paralel cu acesta, unui osciloscop *8*. Voltmetrul selectiv este acordabil pe frecvențele $2f_0$, $4f_0$, $6f_0$ și $8f_0$ ale curbei explorate, f_0 fiind frecvența de rotire a probei.

Sistemul de bobine Helmholtz este alimentat de o baterie de acumulatoare, pentru a preîntîmpina apariția unui zgomot în bobina colectoare la o ondulare reziduală a curentului de alimentare în cazul în care axa bobinei sondă nu este perfect perpendiculară pe cîmpul magnetic magnetizant.

5. Efectuarea măsurătorilor

Curba componentei normale a magnetizației, pentru o probă din tablă silicioasă cu textură de tip Goss $\{110\}\ <100>$, observată pe ecranul osciloscopului este prezentată în figura 3.

Voltmetrul selectiv este etalonat în unități absolute, pentru fiecare armonică în parte, folosind o probă monocristalină din materialul studiat, la care se consideră $W = 100\%$. În final se face media rezultatelor obținute prin considerarea fiecărei armonici în parte [9].

Pentru determinarea intensității cîmpului magnetic, la care se fac măsurătorile, se trasează graficul amplitudinilor celor patru armonici, funcție de cîmpul magnetizant (fig. 4). Se alege domeniul în care amplitudinile ating maximumul, aici proba putîndu-se considera un monodomeniu [10]. La valori mai mari ale cîmpului, sensibilitatea instalației scade.

Un exemplu de calcul este arătat în tabela 1, unde sînt date măsurătorile pentru tablă silicioasă laminată la rece, care a suferit apoi un tratament

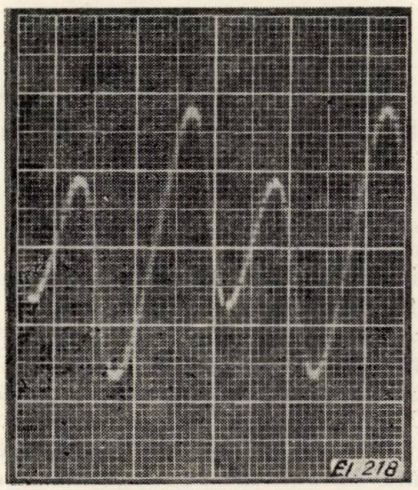


Fig. 3. Curba componentei normale a magnetizației, vizualizată la osilograf.

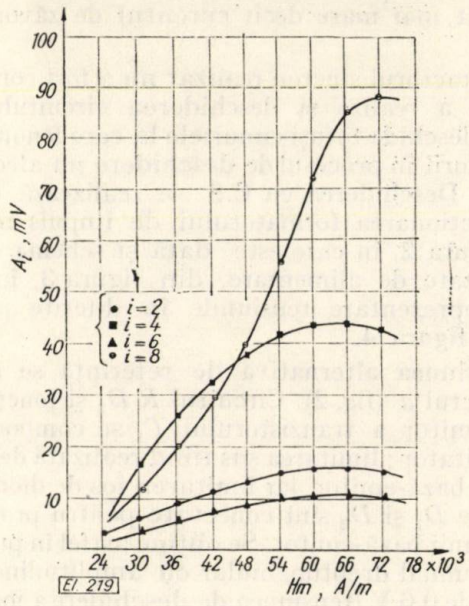


Fig. 4. Dependența amplitudinilor primelor patru armonici pare de cîmpul magnetic magnetizant.

termomagnetic la 900°C și $H_{tratament} = 4 \cdot 10^4$ A/m, timp de 2 ore în atmosferă de gaz inert.

Tabela 1

A_2/A_{20}	A_4/A_{40}	A_6/A_{60}	A_8/A_{80}	$i = 2,4,6,8$ $\Sigma A_i/A_{io}$	W	$H_{măsură}$
0,51	0,60	0,33	0,25	0,42	42%	6.10^4A/m

Calculul intensității de texturare W din curba de torsiune trasată cu magnetometrul de torsiune, la aceleași probe, au dat, după ce s-a făcut analiza armonică pe cale grafică, $W = 40\%$, ceea ce arată că rezultatele concordă, dar cu anizometrul descris se micșorează timpul de lucru de aproximativ 60 ori.

6. Concluzii

- Pentru evaluarea intensității de texturare a materialelor magnetice texturate este preferabil a se investiga curba componentei normale a magnetizației.
- Prin folosirea anizometrului descris, timpul de obținere a rezultatelor referitoare la intensitatea de texturare scade de aproximativ 60 ori, comparativ cu timpul de lucru la anizometrul de torsiune.
- Anizometrul magnetic descris poate fi folosit la controlul masiv al texturii materialelor magnetice texturate.

Bibliografie

[1] *Drujinin, V.V.* In: Fizika metallov i metallovedenia **3**, nr. 1, 1956, p. 47.
[2] *Călugăru, Gh.* și *Rabinovici, R.* In: Metalurgia, nr.**12**, 1973.
[3] *Collette, R.* In: Rev. Sci. Instr. **33**, 1962, p. 450.
[4] *Vdovin, Iu. A.* ș.a. In: Izmeritelnaia tehnika, nr. 8, 1967.
[5] *Penoyer, R.F.* In: Rev. Sci. Instr. **30**, 1959, p. 711.
[6] *Boyd, E.L.* In: IBM J. Research Develop. nr. 4, 1960, p. 127.
[7] *Briuhatov, N.L.* ș.a. In: Zavodskaia laboratoria, nr. 11, 1959, p. 1319.
[8] *Drujinin, D.V.* ș.a. In: Zavodskaia laboratoria, nr. 12, 1959, p. 1425.
[9] *Bădescu, V., Călugăru, Gh.*, și *Luca*, E. In: Revue Roumaine de Physique (în apariție).
[10] *Rothenstein, B.F., Policec, A., Anghel, C.* și *Lupulescu, M.* In: Phys. Stat. Sol. **19**, 1967, p. 613.

Intrat în redacție la 16.X.1973

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Contactor sincron de joasă tensiune

GHEORGHE TITZ și M. DRĂGULINESCU*—București

CZ 621.316.573.027.52

În multe cazuri este necesară conectarea unui circuit electric la o anumită fază a tensiunii de alimentare. Această operație este realizată cu contactoare sincrone (C.S.).

Contactorul sincron, pe lîngă posibilitatea conectării la fază predeterminată, trebuie să suporte solicitările din circuitul în care este montat. În general, el nu este destinat a avea și capacitatea de deschiderea circuitului (mai ales dacă este vorba de un C.S. din stațiile de încercări).

În continuare se va prezenta un C.S. destinat unor studii în joasă tensiune și realizat în laboratorul de aparate electrice al Facultății de electrotehnică din Inst. politehnic—București. Modelul este realizat din elemente semiconductoare, ceea ce îi conferă performanțe superioare celor mecanice și o durată de viață nelimitată.

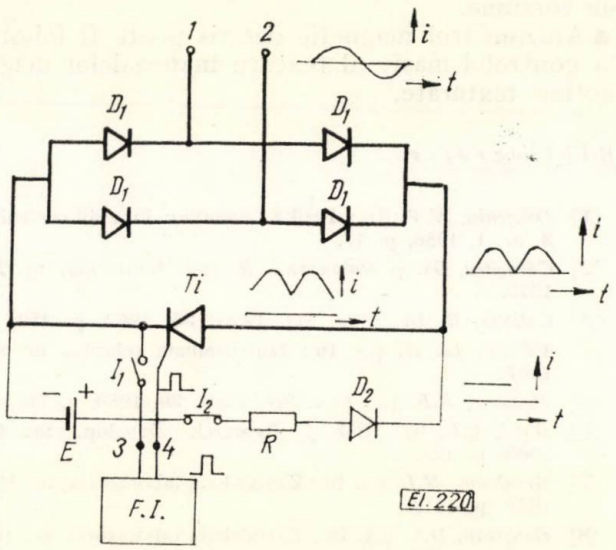


Fig. 1. Schema de principiu a C.S.

În figura 1 este redată schema de principiu. Remarcăm următoarele trei circuite principale :

1 — circuitul contactorului propriu-zis, format din puntea redresoare D_1 pe a cărei diagonală de c.c. este montat tiristorul T_1. Bornele de racord ale C.S. în circuit sînt *1* și *2* ;

2 — circuitul de c.c. format din sursa E, rezistența de limitare R, dioda de izolare D_2, T_i și întreruptorul I_2.

Rolul acestui circuit este ca tiristorul odată amorsat să rămînă în conducție (adică C.S. închis) chiar după trecerea prin zero a curentului alternativ din circuitul principal ;

3 — formatorul de impuls, F.I., și întreruptorul I_1. Rolul lui F.I. este producerea unui impuls reglabil pentru amorsarea T_i.

Funcționarea C.S. poate fi urmărită ușor pe schema din figura 1, unde au fost trecute și formele curenților din laturi, și este după cum urmează : impulsul de comandă (avînd faza predeterminată) se aplică prin I_1 tiristorului T_i. Acesta intră în conducție și se realizează închiderea circuitului principal (circuitul 1). T_i rămîne în continuare în conducție, chiar după trecerea prin zero a curentului principal, datorită curentului dat de sursa de c.c., E. Acestă componentă de curent trebuie aleasă, evident, mai mare decît curentul de zăvorîre al lui T_i.

Contactorul sincron realizat nu a fost conceput pentru a realiza și deschiderea circuitului. El poate deschide totuși circuitele la care fenomenele tranzitorii în procesul de deschidere nu afectează pe T_i. Deschiderea cu C.S. se realizează cu I_2.

Funcționarea formatorului de impuls rezultă din figura 2, în care este dată și schema sursei stabilizate de alimentare, din figura 3, în care sînt reprezentate tensiunile în diferite puncte și din figura 4.

Tensiunea alternativă de referință se aplică în punctul *a* (fig. 2). Circuitul $R\,D_3$ și joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_1 se comportă ca un limitator ; limitarea sus fiind realizată de joncțiunea bază-emitor, iar limitarea jos de dioda D_3. Diodele D_1 și D_2 sînt conectate pentru protecția joncțiunii bază-emitor. Se obține astfel în punctul *b* un semnal dreptunghiular cu amplitudinea pozitivă de 0,6 V (tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor) și amplitudinea negativă de 0,4 V (tensiunea de deschidere a diodei D_3), dar cu un front nu prea pronunțat. Durata frontului poate fi determinată folosind figura 4. Între *A* și *B* tensiunea bornei *b* evoluează după următoarea curbă :

$$u = \hat{U} \sin \omega t. \qquad (1)$$

Rezultă că avem :

— între *A* și *O*, ecuația $0{,}6 = 5\sqrt{2} \sin 314\, t_1$ (2)

— între *O* și *B*, ecuația $0{,}4 = 5\sqrt{2} \sin 314\, t_2$. (3)

Durata frontului este $t = t_1 + t_2$.

Pentru îmbunătățirea frontului acestui semnal dreptunghiular se comandă în continuare un basculant bistabil, realizat cu tranzistoarele

* As. ing. *G. Titz* lucrează la Catedra de măsuri și aparate electrice din I.P.B. și șef de lucrări ing. *M. Drăgulinescu* lucrează la Catedra de electronică aplicată și fiabilitate din I.P.B.

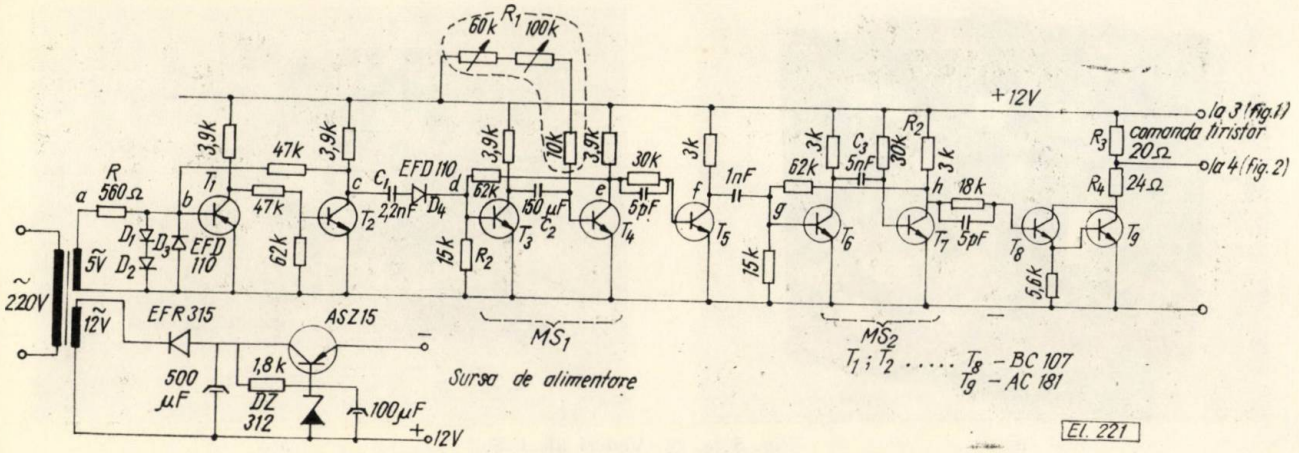


Fig. 2. Formator de impulsuri F.I.

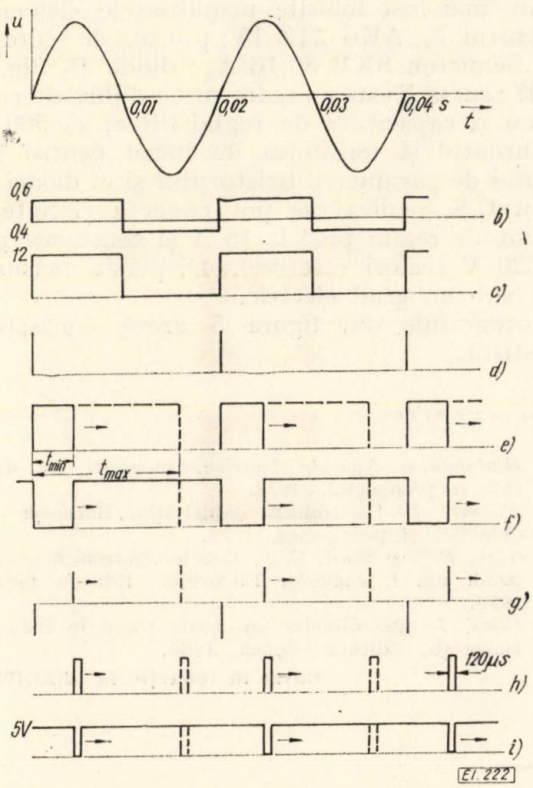


Fig. 3. Tensiunea în diferite puncte ale F.I.

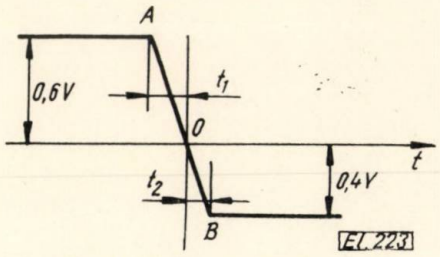


Fig. 4. Tensiunea la borna *b*.

T_1 și T_2, circuit care permite realizarea unor impulsuri cu fronturi sub 1 μs. Se obține astfel un semnal dreptunghiular cu fronturi foarte bune. Practic, circuitul basculant bistabil este folosit în calitate de comparator de nivel, acesta sesizînd momentele de trecere a semnalului prin 0,6 V (tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor).

Urmează în continuare un circuit de derivare cu suprimarea impulsului negativ (în punctul *d*), realizat cu condensatorul C_1, dioda D_4, R_2 în paralel cu h_{11} pentru tranzistorul T_3. Impulsul pozitiv care rezultă din această derivare acționează circuitul basculant monostabil MS_1, cu cuplaj colector-bază realizat cu tranzistoarele T_3, T_4. Durata impulsului obținut este variabilă între un timp minim t_{min} și un t_{max}. Reglajul duratei se realizează prin modificarea valorii rezistenței reglabile R_1 de la valoarea maximă :

$$t_{max} = 0{,}69\ R_{1max} \cdot C_2; \qquad (4)$$

la valoare minimă :

$$t_{min} = 0{,}69\ R_{1min} \cdot C_2. \qquad (5)$$

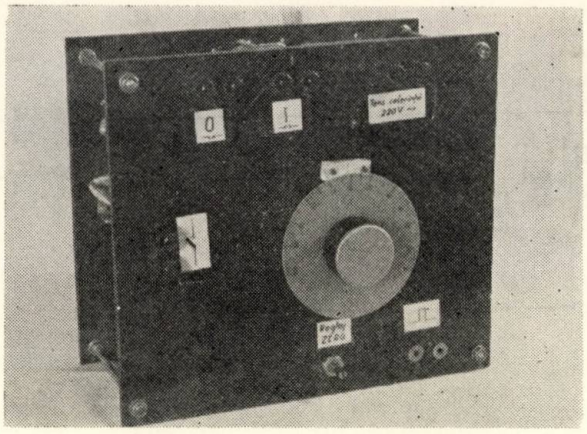
Cu relațiile (4) și (5) se determină R_1 și C_2 funcție de t_{min} și t_{max}, mărimi care rezultă din plaja de reglaj al fazei de amorsare aleasă.

Cu ajutorul tranzistorului T_5 se obține în punctul *f* semnalul din *e* inversat, adică un semnal dreptunghiular, al cărui front de creștere poate fi variat.

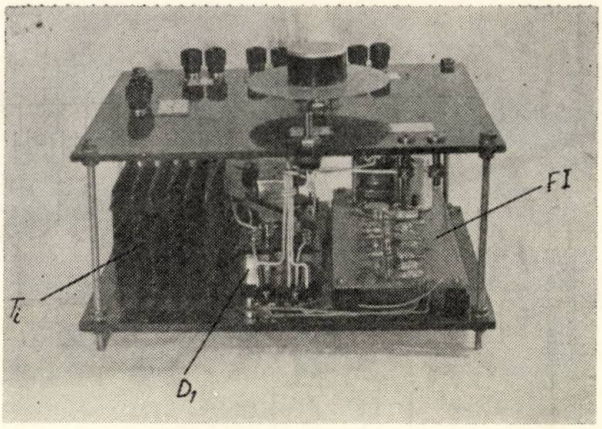
Impulsul de acționare a tiristorului este generat de monostabilul MS_2 de același tip cu MS_1 și realizat cu tranzistoarele T_6 și T_7. Acționarea lui se face tot printr-un circuit de derivare, semnalul introdus fiind de la punctul *f*.

S-a preferat conectarea inversorului T_5 și nu culegerea semnalului din colectorul lui T_3, care este defazat cu $\pi/2$ față de cel de pe colectorul lui T_4, deoarece frontul acestuia este distrus din cauza condensatorului C_2.

Față de circuitul de derivare conectat înaintea lui MS_1 observăm absența diodei ; aceasta deoarece în acest caz durata impulsului generat de monostabilul MS_2 este mică și nu există pericolul ca impulsul negativ rezultat din derivare să-l găsească în stare cvasistaționară și să-l aducă în stare normală. La MS_1 revenirea ar fi fost posibilă deoarece durata impulsului acestuia este mai mare (uneori 10 ms).



a



b

Fig. 5 (a, b). Vederi ale C.S.

Durata t_i a impulsului generat de MS_2 este determinată de valorile lui R_2 și C_3 după relația :

$$t_i = 0{,}69\ R_2C_3. \qquad (6)$$

Pentru a realiza o amplificare în putere (necesară pentru amorsarea tiristorului) s-a folosit un amplificator cu un tranzistor compus T_8, T_9. Aceasta, funcție de valoarea rezistenței din colector, permite obținerea unor impulsuri pînă la valoarea tensiunii de alimentare (12 V) și curentul pînă la cel maxim admis de T_9. Tensiunea de amorsare a tiristorului se culege de pe o priză a rezistenței de sarcină.

Cu elementele din figura 2 s-a obținut un impuls cu o durată de 120 μs și 5 V, a cărui fază poate fi reglată între ± 100 grade electrice față de trecerea prin zero a tensiunii de referință.

Rezistența R_1 este formată din două potențiometre și o rezistență de protecție a bazei de 10 kΩ. Potențiometrul de 100 kΩ realizează defazajul, iar cel de 60 kΩ este folosit pentru ajustarea valorii zero a defazajului. Prin modificarea rezistențelor R_3 și R_4 se poate culege un impuls maxim de 12 V și 1 A.

Au mai fost folosite următoarele elemente : tiristorul T_i, AEG 2TZ 15 ; puntea de redresare D_1, Semicron SKB 50/16 A_3 ; dioda D_2 (fig. 1), F407 ; sursa E este un redresor cu dublă alternanță cu o capacitate de reglaj-filtraj de 500 μF.

Curentul și tensiunea de lucru pentru C.S. depind de parametrii tiristorului și ai diodei D_2.

Cu C.S. realizat se pot conecta circuite cu curent de regim pînă la 15 A și tensiunea pînă la 220 V (valori efective). Dispersia măsurată este sub un grad electric.

Fotografiile din figura 5 arată contactorul construit.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.
[2] *Ponner, I.* Electronică industrială. București, Ed. didactică și pedagogică, 1973.
[3] *Gray, P.E.* și *Searl, C. L.* Bazele electronicii moderne (trad. din l. engleză). București, Editura tehnică, 1973.
[4] *Felea, I.* ș.a. Circuite cu tranzistoare în industrie. București, Editura tehnică, 1964.

Intrat în redacție la 10.XI.1973

MANIFESTĂRI ŞTIINŢIFICE ŞI TEHNICE

Industria electrotehnică prezentă cu noi performanţe la Tîrgul de primăvară de la — Leipzig 1974

Între 10 şi 17 martie a.c. Leipzigul şi-a deschis porţile pentru a găzdui o amplă participare la ediţia din acest an a tîrgului, care s-a desfăşurat sub semnul aniversării a 25 de ani de existenţă a Republicii Democrate Germane.

Peste 9000 de producători din 60 de state şi-au prezentat produsele pe o suprafaţă de 350 000 m². Exponatele, aparţinînd diferitelor firme producătoare, au fost dispuse, ca de obicei, pe grupe mari de produse corespunzătoare principalelor ramuri industriale. În felul acesta, vizitatorii din ţară şi străinătate — reprezentanţi ai numeroaselor întreprinderi, oameni de afaceri, economişti, oameni de ştiinţă, tehnicieni — au avut posibilitatea să aprecieze şi să compare nivelul tehnic şi calitativ al produselor realizate de ţările participante şi să cunoască totodată nivelul tehnic atins de producţia industrială pe plan mondial. Alături de ţara gazdă, care a înregistrat cea mai mare participare, se află celelalte ţări socialiste, dintre care menţionăm : România, U.R.S.S., Bulgaria, Cehoslovacia, Cuba, Iugoslavia, Polonia, Ungaria etc., ţări care, pe o suprafaţă de 285 000 m², s-au prezentat cu o ofertă bogată şi de înaltă calitate în toate sectoarele industriale.

Condiţiile favorabile comerţului dintre ţări cu sisteme sociale diferite, create la Leipzig, determină cercurile economice ale statelor capitaliste să folosească tot mai intens această piaţă comercială pentru dezvoltarea relaţiilor economice şi tehnico-ştiinţifice cu ţările socialiste. Astfel, la această ediţie a tîrgului au participat circa 2300 de firme din 26 de ţări capitaliste vest-europene şi de peste ocean, ca : Franţa, Anglia, Austria, R.F. Germania, Italia, Japonia, S.U.A. etc.

Pentru lărgirea relaţiilor economice internaţionale un mare număr de ţări în curs de dezvoltare folosesc, din ce în ce mai mult, posibilităţile oferite tinerelor state naţionale de tîrgurile din Leipzig. Astfel, state ca Irak, Iran, Siria, Liban, Guineea, Argentina, Mexic, Brazilia şi altele, pe lîngă bunurile tradiţionale, au oferit şi multe produse industriale, rod al eforturilor de consolidare a economiilor lor naţionale.

La ediţia de primăvară, din acest an, a Tîrgului de la Leipzig, atenţia a fost concentrată asupra construcţiilor de maşini în complexitatea lor, cît şi asupra electrotehnicii, electronicii şi tehnicii de calcul.

Producători şi exportatori din 22 de ţări au participat la expoziţia internaţională de electrotehnică.

Din numărul mare al societăţilor şi firmelor producătoare din acest sector industrial, grupate în hala 18 (fig. 2), amintim : VEB Transformatorenwerk „Karl Liebknecht" — Berlin, VEB Kombinat Elektromaschinenbau, VEB Lokomotivbau-Elektrotechnische Werke „Hans Beimler" (LEW) toate din ţara gazdă ; Maşpribor intorg şi Elektronorgtechnika din Uniunea Sovietică ; Elektrim din Polonia ; ZSE din Cehoslovacia ; Transelektro din Ungaria ; Elektroimpex din Bulgaria ; Maşinimport din România ; A.C.E.C. din Belgia ; Bosch din R.F. Germania ; AEG-Telefunken din Berlinul de Vest ; Societatea Generală a electricienilor din Franţa cu produse electrotehnice de înaltă calitate ; Marelli din Italia ; Philips din Olanda, din oferta căreia s-au remarcat aparate şi instalaţii ale tehnicii electronice şi de comunicaţi precum şi maşini în domeniul energetic ; ASEA din Suedia ; Brown-Boveri din Elveţia ; Chemont Corporation şi Standard Electric din S.U.A., în participarea cărora ponderea o constituie maşinile de birou ; importante case comerciale şi firme producătoare japoneze cu produse electrotehnice şi ale tehnicii automatizării.

Performanţele şi succesele înregistrate de România la acest tîrg sînt prezentate într-un material separat.

Republica Democrată Germană, ca ţară gazdă, a participat cu cea mai largă gamă de produse prin oferta a peste 4000 de întreprinderi industriale şi de comerţ exterior realizînd o imagine concludentă a avîntului economic şi tehnic înregistrat în cei 25 de ani de existenţă. Produsele cele mai reprezentative din domeniile maşini-unelte, electrotehnică, electronică şi construcţii de maşini grele fac parte din program-

Fig. 1

mul de fabricaţie al unor firme din R.D.G. cu renume mondial, cum ar fi : VEM SKL ; ILKA ; LEW ; R.F.T ; ORSTA ; WMW ; Carl Zeiss Jena etc., dintre care vom aminti în continuare cîteva a căror ofertă, în domeniul electrotehnic (fig. 3) a suscitat viu interes în rîndul specialiştilor, prin noutatea şi performanţele tehnice ale produselor prezentate.

Gama reprezentativă a industriei electrotehnice din R.D.G. începînd cu instalaţii de distribuţie a energiei electrice pînă la materiale izolante, cuprinzînd şi aparate electrice, izolatoare, maşini electrice, cabluri şi conductoare a fost reliefată în această primăvară, la Leipzig, de numeroase noutăţi aparţinînd următoarelor firme :

Kombinat VEB Lokomotivbau — Elektrotechnische Werke (LEW) al cărui program de fabricaţie constă în maşini şi utilaje electrotehnice pentru vehicule şi industrie. De o deosebită atenţie s-au bucurat trenurile electrice, locomotivele

Fig. 2

electrice pentru trenuri rapide de călători cu viteza de 120 km/h şi pentru trenuri de marfă cu viteza de 80 km/h.

Una dintre noutăţile prezentate de firma LEW la această ediţie a tîrgului este trenul electric de 16 2/3 Hz, 15 kV din seria de fabricaţie 280 (fig. 4), special conceput pentru distanţe mici şi foarte aglomerate, în marile oraşe industriale. Ele circulă cu viteza de 80 km/h, pentru distanţe de 2000 m între staţii şi cu 120 km/h pentru distanţe de 5000 m între staţii. Pot transporta 806 persoane cu 332 locuri pe scaune şi 478 de locuri în picioare (5 persoane/m^2). Caracterizate printr-un interior modern, confort sporit pentru călători, încălzire convenabilă, comandă semiautomată, circulaţie cu viteză constantă etc., noile automotoare prezentate de firma LEW au suscitat un viu interes în rîndul vizitatorilor.

VEB Kombinat Luft-und Kältetechnik (*ILKA*) s-a prezentat cu noutăţi în domeniul care constituie profilul său de fabricaţie, şi anume: tehnica ventilaţiei şi a frigului. În acest

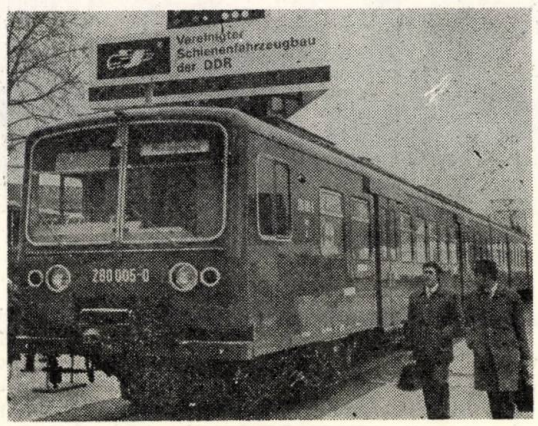


Fig. 3

domeniu produc: ventilatoare, grupuri frigorifice, compresoare, camere pentru studierea materialelor, producător de ghiaţă, instalaţii frigorifice pentru păstrarea cerealelor, aparate şi instalaţii care au la bază principiile criotehnicii. O instalaţie care poartă medalia de aur şi care a fost apreciată de numeroşi vizitatori este camera ILKA—WTK 1250 — pentru studierea materialelor (fig. 5). Considerată pe drept cuvînt o instalaţie în slujba ştiinţei, are multiple aplicaţii în domeniul cercetărilor biologice, în biochimie, biologia culturilor, agrochimie, domenii în care dispozitivele cu ajutorul cărora pot fi simulate condiţiile înconjurătoare au o foarte mare importanţă.

VEB Carl Zeiss/Jena cu multiplele realizări în domeniul instrumentelor optice, aparatelor de fotografiat, multiplicat, microfilmării s-a remarcat, în special, prin prezentarea unor perfecţionări aduse unui sistem de aparate realizat cu materiale semiconductoare, obţinîndu-se în felul acesta o raţionalizare substanţială a procesului fotolitografic.

VEB Kombinat Keramische Werke Hermsdorf (KWH) a fost prezent cu o gamă bogată de produse din domeniul său de fabricaţie: materiale ceramice necesare pentru indus-

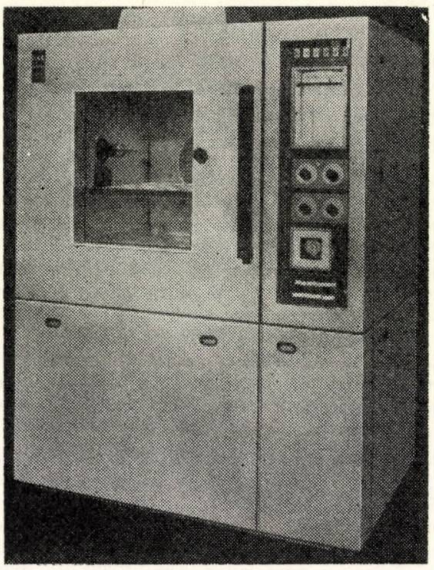


Fig. 4

tria electrotehnică, electronică, chimică şi constructoare de maşini, cum ar fi izolatoare, elemente constructive electronice pentru tehnica informaţiilor şi de prelucrare a datelor.

Produsele reprezentative, noutăţile acestor firme menţionate de noi au completat tabloul exponatelor prezentate de Republica Democrată Germană la ediţia de primăvară a Tîrgului de la Leipzig din acest an.

Ajutat de un program complex de manifestări tehnico-ştiinţifice corespunzător cerinţelor crescînde ale schimbului internaţional de informaţii, Tîrgul de primăvară de la Leipzig — 1974 a reuşit să ofere vizitatorilor o imagine clară a realizărilor obţinute în dezvoltarea lor economică de ţările participante, o imagine clară a potenţialului tehnico-ştiinţific şi economic mondial.

Ing. *Maria Constantin*

SOMMAIRE

CD 621.313.323.044.53 + 017.31

Nicolaide, A. : **L'étude de la dépendance de fréquence des constantes du système amortisseur des machines synchrones à pôles saillants, à l'aide des systèmes automatiques pour le traitement des données.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 193

On étudie la dépendance de fréquence des paramètres électriques équivalents (les résistances et les inductances ou bien les réactances rapportées à la fréquence nominale), ceux de l'enroulement d'amortissement des machines à pôles saillants en tôle, ainsi que de l'enroulement d'amortissement (en cage).

CD 621.314.21.015.532

Tănăsescu, Fl. : **Quelques effets des décharges partielles dans l'isolation des grands transformateurs.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 196

Malgré les perfectionnements réalisés dans la technologie des grands transformateurs, il existe des situations dans lesquelles, grâce à la présence de certains sièges de décharges partielles, se développent des dégagements intenses de gaz ou bien, — phénomène moins analysé par les spécialistes — des effets mécaniques qui accompagnent les décharges partielles, et celà surtout dans la situation de la présence d'un diélectrique combiné air-huile. On donne une série de résultats qui attestent qu'il est possible de choisir un critère qui permette d'établir une liaison entre le degré de décomposition de l'isolement soumis à l'action des décharges partielles et la quantité de gaz dégagée : l'hydrogène pour les analyses rapides, d'autres fractions pour les cas plus complexes.

CD 621.313.333

Andrei, R. et *Andrei, L.* : **La détermination de la caractéristique mécanique du moteur asynchrone linéaire à induit massif.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 203

On présente une installation de laboratoire qui permet d'établir aisément la caractéristique mécanique des moteurs asynchrones plans à induit massif. L'installation peut être employée pour l'essai d'une série de moteurs de dimensions différentes sur un seul cadre mobile de guidage sur rail.

CD 621.313

Saal, C. et *Peşteanu, O.* : **Les caractéristiques mécaniques stationnaires des moteurs asynchrones linéaires plans.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 207

Les auteurs déduisent l'expression analytique de la caractéristique mécanique stationnaire naturelle du moteur asynchrone linéaire. Après l'avoir transformée en une expression synthétique, on examine les caractéristiques mécaniques stationnaires rhéostatiques, obtenues par la variation symétrique de la résistance dans la phase de l'induction. Les vérifications confirment l'étude théorique.

CD 621.313.39

Galan, N. : **Particularités du fonctionnement du moteur électrique à hystérésis.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 211

On étudie l'influence de la résistance de l'enroulement du stator sur les caractéristiques du fonctionnement du moteur à hystérésis. On démontre que cette résistance a une influence réduite sur le couple électromagnétique et sur le courant absorbé par le moteur, mais qu'en revanche elle agit sur le rendement et le facteur de puissance.

CD 621.316.57 : 621.3.048

Mathe, B., Gavrilă, Gh, et *Mihalcea, E.* : **Recherches pour éliminer les contournements d'isolation sur les interrupteurs de type IO–20, pour les postes intérieurs.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 215

Après une étude des défauts des interrupteurs de type IO–20 kV – 400 A, les auteurs exposent les recherches effectuées pour eliminer les contournements d'isolation et pour déterminer les conditions spécifiques de l'exploitation dans les postes.

CD 621.365.001.57 : 621.365.2 : 621.365.669.14

Gligor, T. D. : **Un modèle mathématique d'un four électrique triphasé qui contient des condensateurs de dérivation, pour améliorer le facteur de puissance.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 220

On décrit un modèle mathématique d'un four triphasé à arc électrique qui contient des condensateurs de dérivation,

pour améliorer le facteur de puissance de l'installation. Le modèle est basé sur l'utilisation d'une fonction d'approximation de la caractéristique dynamique μ_a (i) de l'arc électrique.

CD 621.317.734

Antoniu, M. et *Pîrpăriță, Gh.* : **Une solution pour augmenter la limite supérieure de mesure du megohmmètre transistorisé de 2500 V, de fabrication indigène.**

E.E.A.-Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 227

On présente un megohmmètre à voltmètre électrostatique et à stabilisateur de tension et on examine l'influence des paramètres du circuit de mesure et des mécanismes sur la forme de l'échelle graduée, sur les limites de mesure et sur la précision du megohmmètre.

CD 621.318.3

Titz, Gh. : **Le calcul des inductances de type E et U à entrefer supplémentaire.**

E.E.A.-Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 232

Afin d'établir le régime dynamique de l'électro-aimant de courant alternatif, on expose une méthode de calcul concernant l'inductance de l'électro-aimant dans le domaine d'un entrefer sensibilement plus grand que le minimum.

CD 621.315.24–784.2

Ivăşcanu, St., Antonescu, I., Vizenberg, I. et *Ciobanu, C.* : **La corrosion des câbles électriques aériens.**

E.E.A.-Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 240

L'ouvrage comprend une étude concernant les processus de corrosion qui ont lieu au cours de l'exploitation des câbles électriques aériens, dans les atmosphères polluées au-dessus des grandes plates-formes industrielles.

CD 621.316.573.027.25 : 621.3.014.31

Truşcă, V. et *Ciocoiu, N.* : **L'efficience de l'effet d'électrode sur l'extinction de l'arc électrique dans les appareils de commutation de basse tension.**

E.E.A.-Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 243

On examine certaines conclusions concernant l'accroissement de l'efficience de l'effet d'électrode sur l'extinction de l'arc électrique de commutation des appareils de basse tension, en étudiant l'influence du nombre des petites plaques d'extinction et de la distance qui les sépare ; on adopte comme critère d'appréciation l'énergie développée dans l'arc, la valeur de la tension de l'arc et la durée de combustion de ce dernier.

CD 621.383.5 : 535.34–3

Năstase, L., Ivanovici, C., Weintraub, Vl. : **La cellule photoélectrique UV–200, sensible dans le spectre ultraviolet.**

E.E.A.-Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 248

On présente dans cet article les caractéristiques de travail d'un tube photosensible, de fabrication roumaine, dans la région ultraviolette du spectre. On met aussi en évidence certaines données comparatives, avec celles des produits similaires existant sur le marché étranger, ainsi que quelques unes des possibilités d'utilisation de ces tubes.

CD 621.318.26 Textura

Călugăru, Gh. et *Bădescu, V.* : **Anisomètre pour l'étude de la texture des tôles au silice texturées.**

E.E.A.-Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 257

On présente un anisomètre construit en vue d'étudier la texture des tôles au silicium. Cet appareil diffère des anisomètres classiques par le fait qu'il permet une réduction massive de la durée de l'investigation (d'environ 60 fois), les possibilités de travail n'étant pas limitées par les dimensions de l'éprouvette.

CD 621.316.573.027.25

POUR LE JEUNE INGENIEUR

Titz, G. et *Drăgulinescu, M.* : **Contacteurs en chrome de basse tension.**

E.E.A. Electrotehnica **22**, nr. 7–8, juillet-août 1974, p. 260

CONTENTS

DC 621.313.323.044.53 + 017.31

Nicolaide, A. : **Study of the coefficients of damping in synchronous machines with salient poles — dependent on frequency — carried automatic data processing systems.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 193

The author has studied the electric parameters dependent on frequency (resistances, inductances or reactances referred to rated frequency) of damping winding in synchronous machines with salient poles and damping winding (squirrel cage).

DC 621.314.21.015.532

Tănăsescu, Fl. : **Some effects of partial descharges on the insulation of big transformers.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 196

In spite of improved technology in the manufacturing of big transformers, there are situations when due to partial discharge areas, intensive gas discharges occur or — a phenomenon less studied by specialists — mechanical effects concomitant with partial discharges, particularly in the case of a combined air — oil dielectric. A series of results show that it is possible to choose a criterion which permits to set up a relation between the degree of decomposition of insulation subjected to the action of partial discharges and the quantity of released gas : hydrogen for rapid analyses, and other fractions in more complex cases.

DC 621.313.333

Andrei, R. and *Andrei, L.* : **The determination of the mechanic characteristics of the liniar asynchronous motor with a solid rotor.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 203

The work presents a lab-installation which permits an easy plotting of the mechanical characteristics of the plan asynchronous motors with a solid rotor. The way in which the installation has been conceived permits the testing of a whole range of different dimensioned motors on a single movable guide frame on a rail.

CD 621.313

Saal, C. and *Pește anu, O.* : **Mechanical characteristics of plan liniar asynchronous motor.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 207

The analytical expression of the natural static mechanical characteristic of the plan liniar poly-phase asynchronous motor is deduced by means of results of some Romanian works. Changing it into a synthetical expression, we study the rheostatic static mechanical characteristics obtained by means of a symmetric variation of the inductive phase-resistance, finding out original results. Checks confirm the elaborated theory.

CD 621.313.39

Galan, N. : **Functioning peculiarities of the hysterezi electric motor.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 211

The work analyses the influence of the resistance of the statoric winding upon the functioning characteristics of the hysterezis motor. It has been demonstrated, theoretically and experimentally, that the resistance of the statoric winding influences very little the electromagnetic troque and the current absorbed by the motor, but it influences very much its efficiency and the power factor.

DC 621.316.57 : 621.3.048

Mathé, B., Gavrilă, Gh. and *Mihalcea, E.* : **Research on removing isolation sparkover with IO–20 switches in interior stations.**

E.E.A. — Electrotehnica **22**, no. 7–7, july-august 1974, p. 215

The paper presents an analysis of the Io–20 kV — 400 A switch failures and then the experimental researches made by the authors with a view to removing its isolation sparkover and recommendations for a better knowledge of the service micro-climate of the switches in external metal stations.

DC 621.365.001.57 : 621.365.2 : 621.365 : 669.14

Gligor, T. D. : **On a mathematical model of a three-phase electric oven with shunting condensers used to improve the power factor.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 220

The paper introduces a mathematical model of a three-phase oven with electrical arc containing shunting condensers in order to improve the power factor of the installation. It is based on the utilization of an aproximation function of the dynamic characteristic $\mu_a(i)$ of the electrical arc.

DC 621.317.734

Antoniu, M. and *Pîrpăriță, Gh.* : **Solution for the extension of the upper measure limit of the 2500 V transistor megohmmeter produced in Romania.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 227

We present a megohmmeter with an electrostatic voltmeter and a voltage stabilizer, analysing the influence of the parameters of the testing circuit and of the mechanism on the forme of the scale, on the measure limits and also on the megohmmeter precision.

DC 621.318.3

Titz, Gh. : **The determination of the type E and U inductivities with a suplimentary air-gap.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 232

In order to determine the dynamic regime of the alternating current electromagnet, we present a method of calculating the inductivity of the electromagnet în the interval of the great air gap, that means slightly bigger than the minimal one.

DC 621.315.24–784.2

Ivășcanu, St., Antonescu, I., Vizemberg, I. and *Ciobanu, C.* : **Overhead cable corrosion.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 240

A study of corrosion of aerial cables in the polluted environment of large industrial platforms.

DC 621.316.573.027.25 : 621.3.014.31

Trușcă, V., and *Ciocoiu, N.* : **Efficiency of the electrod effect on arc suppression in low voltage switching systems.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 243

The authors draw certain conclusions regarding increased efficiency of electrod effect on switching blowout in low voltage apparatus, resulting from the study of the influence of the number and spacing of blowout plates ; the appreciation criteria are : the energy developed in the arc, arc voltage value and arc burning duration.

DC 621.383.5 : 535.34–3

Năstase, L., Ivanovici, C., Weintraub, Vl. : **UV–200 ultraviolet-sensitive photoelectric cell.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 248

The paper describes the working features of a Romanian-made phototube sensitive to the ultraviolet area of the spectrum, comparing it with similar foreign products, suppling information about the use of these phototubes.

DC 621.318.26 Textura

Călugăru, Gh. and *Bădescu, V.* : **Anisometer for the study of silicious plate structure.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 257

The authors have devised an anisometer designed for the study of silicious plate structure which enables to significantly cut investigation time – in comparison with conventional anisometers – about 60 times, its working possibilities being not restricted by the dimensions of the samples.

FOR YOUNG ENGINEERS

DC 621.316.573.027.25

Titz, G., and *Drăgulinescu, M.* : **Low voltage synchronous contactors.**

E.E.A. – Electrotehnica **22**, no. 7–8, july-august 1974, p. 260

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; conf. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; ing. A. MILEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. ROMÂNIA ; ing. A. POPA ; acad. prof. doc. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Începînd cu acest număr, revistele „ELECTROTEHNICA" și „AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA" fuzionează sub titlul „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (denumită prescurtat E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, apărînd sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină.

Revista este editată de către Oficiul de informare documentară (O.I.D.) al MICMUE, cu sediul în București, Calea Victoriei nr. 133, ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, București, Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47 și va aparea în 12 numere anual, dintre care 8 numere de electrotehnică (E.E.A. — Electrotehnică) și 4 de automatică și electronică (E.E.A. — Automatica și electronică).

Articolele trimise pentru publicare și cererile de abonamente se vor primi la OID — MICMUE, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa I.C.P.E. Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont viramент nr. 3015.17.70.22 — B.I. — S.M.B.

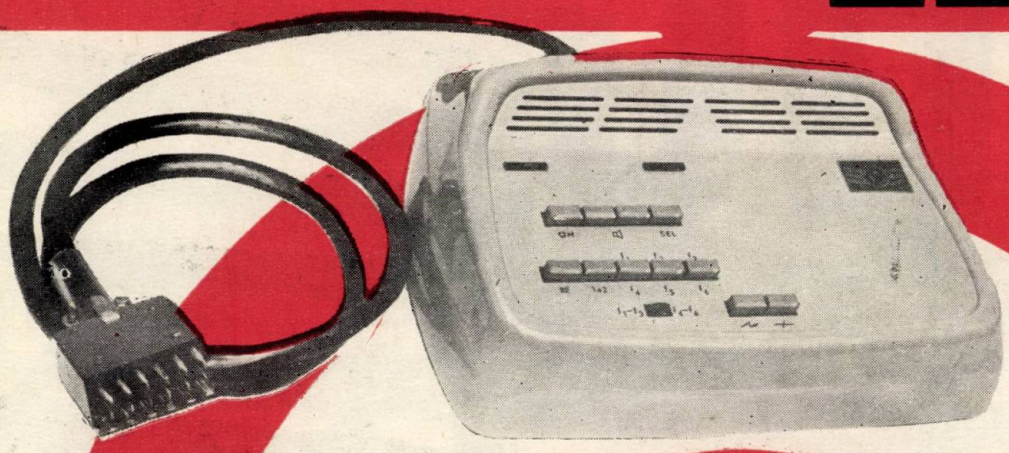
Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții va fi de 100 lei, iar al unui abonament individual — de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale.

Tiparul : Intreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA", București, str. Brezoianu nr. 23—25. C 1301—Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.T. nr. 137/5988/1974.

ÎNTREPRINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ȘI INDUSTRIALE

IEMI

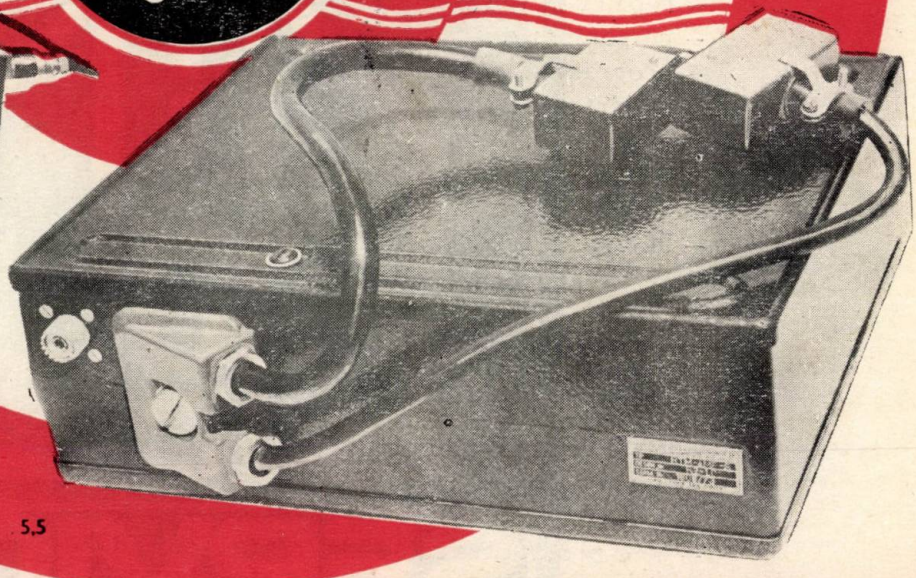
București, Șoseaua Fabrica de Glucoză nr. 9–11, Sector 2



Radiotelefon fix RTF-MF-S(SD)

Radiotelefon portabil RTP-MF-S(SD)

Radiotelefon mobil RTM-MF-S(SD)



Aparate de radio emisie/recepție complet tranzistorizate, banda de lucru 30...174 MHz lucrează în simplex sau semiduplex cu MF consum scăzut de energie

Radiotelefon cu B.L.U.
- complet tranzistorizat
- asigură legături radio în gama 1,6 ... 5,5 MHz cu mod de lucru A3J – simplex

I.E.M.I. mai produce
- Exterfon R-6902
- Amplificator A.F. 40 W
- Amplificator A.F. 250 W
- Amplificator A.F. 500 W
- Elemente de antenă colectivă

IIRUC

OFFERS
SERVICE FOR COMPUTING AND
COPYING EQUIPMENTS

- installations, revisions, receptions, repairs at the customer's premises
- repairs in the workshops at IIRUC's premises
- customers operaters training
- programming and economic organising works, based on data processing
- undertaking the obligations of the computing suppliers, during the guarantee period
- expertizes, technical assistance and demonstrations of the equipment, on the occasion of exhibitions and international fairs
- administration and handling of spare parts and consumables stocks on consignment
- SERVICE agencies, cooperation

IIRUC
SERVICE

FIELD OF ACTIVITY

- Desk machines with programm and without programm
- Accounting and billing machines
- Data processing equipment
- Systems
- Copying equipment
- The promptitude and the quality of SERVICE carried out by IIRUC is ensured through the network of over 50 branches organised in Romania, coordinated by the Central of IIRUC from Bucharest

THE ENTERPRISE OF MAINTAINING AND REPAIRING COMPUTING EQUIPMENT
PROF. DIMITRIE POMPEI BD., 6 SECTOR 2 - BUCHAREST
TLPH. 12.64.30 TX SERVICE IIRUC 11716

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU TEHNICA DE CALCUL

București, Sector 2, Calea Floreasca nr 167, telefon 118220

este un institut de cercetare și proiectare în domeniul calculatoarelor electronice. Dispune de un număr mare de specialiști din care o parte însemnată se preocupă de probleme de software

CERCETARE
- în domeniul sistemelor de operare
- în domeniul limbajelor de programare
- în domeniul aplicațiilor orientate spre rezolvarea unor cerințe concrete ale beneficiarilor

I.T.C. este interesat în aplicarea celor mai moderne metode apărute în exploatarea sistemelor de operare.

I.T.C. este un partener de colaborare serios care se străduiește să satisfacă solicitările cele mai pretențioase în timpul util și în bune condiții.

I.T.C. a creat sistemul de introducere a datelor SID-32 care va înlocui treptat perfoverificatoarele de cartele și conversia cartelă perforată — bandă magnetică.

I.T.C. vă pune la dispoziție pentru înmagazinarea și depozitarea datelor, pe care le puteți folosi în viitor, modulele de memorie 16 ko.

Pentru informații și recomandări, pentru sfaturi și soluții, specialiștii noștri cu experiență pentru hardware și software vă stau la dispoziție.

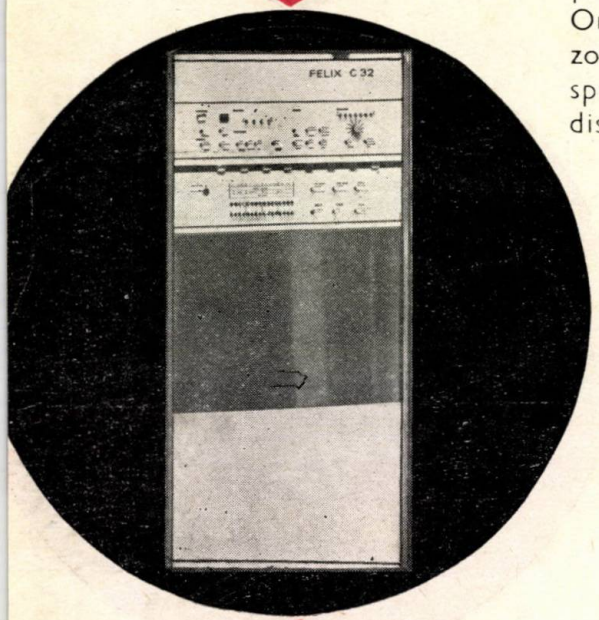
ELECTRONUM
BUCHAREST - ROMANIA

Exportator : ELECTRONUM
Str. Gabriel Péri nr. 2, Sectorj
București, R, S. România
Tel. : 141880. Telex : 011.547

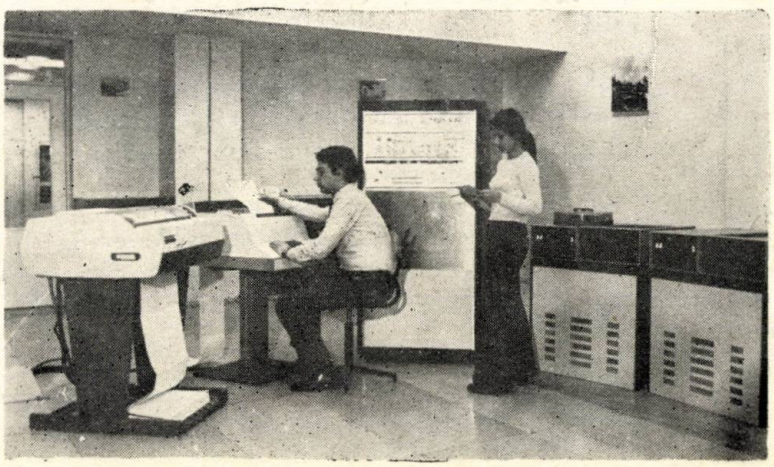
INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI PENTRU TEHNICA DE CALCUL

București, Sector 2, Calea Floreasca nr. 167, telefon 118220

vă pune la dispoziție soluțiile optime pentru rezolvarea problemelor de calcul. Orice dificultate întîmpinată poate fi rezolvată rapid, precis și sigur cu ajutorul specialiștilor și tehnicii de calcul de care dispunem.



Vă ajută la organizarea și soluționarea operațiunilor complexe de calcul din domeniul conducerii proceselor tehnologice, calculelor tehnico-științifice și al problemelor de gestiune, punîndu-vă la dispoziție rapiditatea în execuție și memoria remarcabilă a calculatorului FELIX C-32, rezultat al cercetărilor și proiectării institutului nostru.



Pentru informații și recomandări, pentru sfaturi și soluții, specialiștii noștri cu experiență pentru hardware și software vă stau la dispoziție.

Exportator : ELECTRONUM
Str. Gabriel Péri nr. 2, Sector 1,
București, R. S. România
Tel. : 141880 Telex : 011.547

ELECTRONUM
BUCHAREST - ROMANIA

Electro
UZINPROIECT

ELECTROUZINPROIECT elaborează în mod complex studii și proiecte de execuție pentru industria electronică și electrotehnică.

ELECTROUZINPROIECT

INSTITUTUL DE PROIECTĂRI UZINE DIN INDUSTRIA ELECTRONICĂ ȘI ELECTROTEHNICĂ

București — sector 1 — Bd. Kalinin nr. 18, telefon 33.72.42
telex 011532

Livrează:

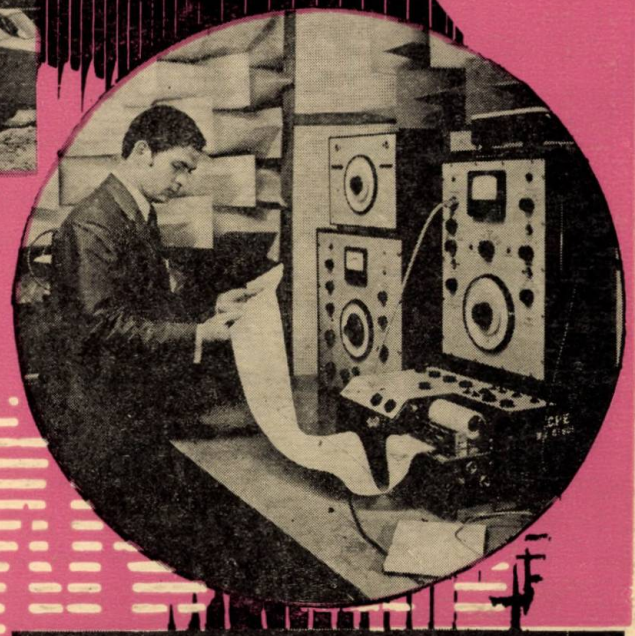
- studii de oportunitate privind realizarea de fabrici noi și studii de dezvoltare a capacităților existente sau de extindere a gamei sortimentelor în fabricație
- studii de profilare pe grupuri de uzine sau de fabrici.
- documentații de „engineering" la nivel de proiect de execuție, conținînd specialitățile :

— tehnologie, inclusiv proiecte de utilaje speciale, standuri de probă, instalații de manutențiune ;
— instalații electrice, termotehnice, hidrotehnice și speciale ;
— planuri și detalii de montaj al utilajelor ;
— arhitectura și organizarea ansamblurilor industriale ;
— construcții ;
— drumuri și căi ferate uzinale ;

- asistență tehnică pentru analize comparative de oferte ;
- activitate de „consulting" ;
- proiecte de utilaje și instalații specifice în domeniul industriei electronice și electrotehnice, ca : standuri de probe, laboratoare de înaltă tensiune, laboratoare pentru încercări de fiabilitate etc.

Lucrările pe care le elaborează Electrouzinproiect au la bază experiența acumulată în timpul a peste 20 ani de activitate, institutul rezolvînd problemele cu maximum de exigență în condiții tehnice de nivel mondial.

Institut decorat
cu ordinul muncii clasa I



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

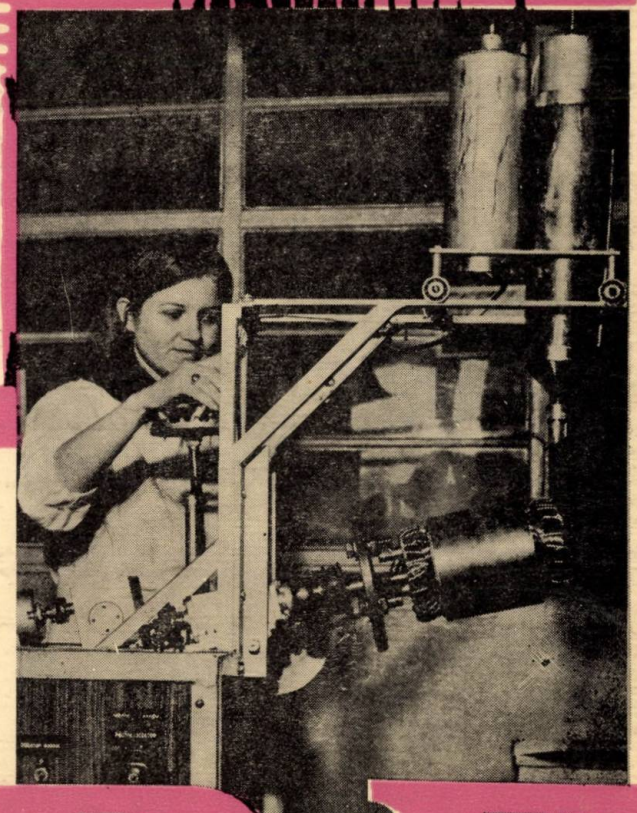
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



INSTITUTUL DE CERCETARE ȘI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

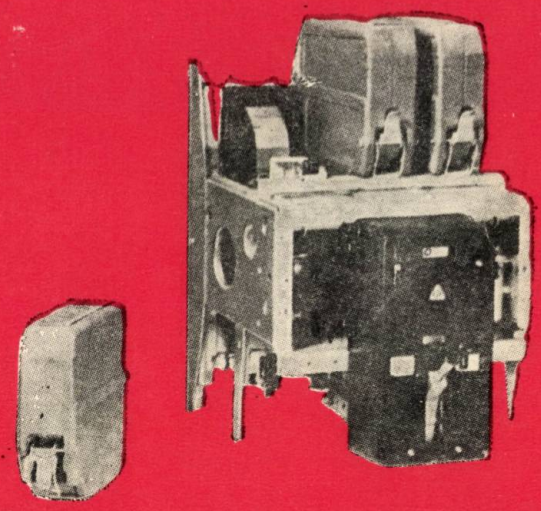
ICPE

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E2040

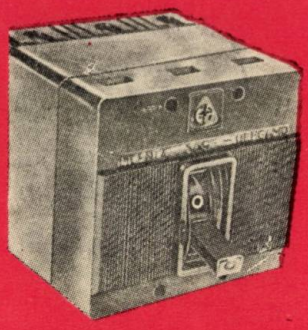
Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 22 • Nr. 9—10 • SEP-OCT 1974



ÎNTRERUPTOARE AUTOMATE SELECTIVE TIP OTOMAX 1 000, 1 600, 2 000, 2 500 A PENTRU PROTECȚIA GENERATOARELOR, MOTOARELOR MARI, TRANSFORMATOARELOR ȘI LINIILOR

- performanțe electrice și mecanice ridicate
- capacitate de rupere de 50...55 kA la 500 V
- execuții variate : fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță
- numeroase posibilități de semnalizare și blocare



ÎNTRERUPTOARE AUTOMATE ÎN CARCASĂ IZOLANTĂ TIP ISOL 100, 250, 500 ȘI 800 A

- performanțe ridicate în gabarit redus
- capacități de rupere 8 . . . 25 kA la 500 V
- execuții variate : fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță, cu borne pentru legături față sau spate, cu declanșatoare de tensiune nulă sau de deschidere
- numeroase posibilități de semnalizare și blocare

ELECTROAPARATAJ

București ● B-dul Marelui Stadion nr. 3 telefon 35 04 00 ● telex 11692 ELAPAR

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 22 Electrotehnica Nr. 9—10, sep-oct 1974

CUPRINS

CZ 621.313.32 :681.3

Nicolaide, A. : **Analiza funcţionării asincrone a maşinilor sincrone cu circuite neliniare cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 22**, nr. 9—10, sep-oct 1974, p. 265

Se face un studiu al caracteristicilor de funcţionare în asincron (cuplu şi curenţi) a maşinilor sincrone cu poli aparenţi (din tole) şi înfăşurare de amortizare (colivie). Se prezintă o metodă de calcul a acestor caracteristici, în care, în plus, faţă de metodele cunoscute anterior, se ia în considerare neliniaritatea circuitelor maşinii, datorată fenomenului de saturaţie magnetică produs de curentul electric din barele înfăşurării de amortizare.

CZ 621.313 :621.3.042.3

Soran, I. : **Determinarea parametrilor transformării conforme pentru crestături ale maşinilor electrice de tip semiînchis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 22**, nr. 9—10, sep-oct 1974, p. 270

Determinarea parametrilor transformării conforme pentru o crestătură semiînchisă de geometrie impusă se face dificil prin interpolare grafică sau prin tatonări. În lucrare se prezintă o metodă originală de determinare numerică a acestor parametri, ceea ce facilitează studiul cantitativ al cîmpului pentru configuraţia transformată.

CZ 621.313.33 :621.3.017.7

Cornel Ivan : **Condiţiile de încălzire şi răcire ale motoarelor asincrone funcţionînd intermitent.**

E.E.A. — **Electrotehnica 22**, nr. 9—10, sep-oct 1974, p. 274

În lucrare se arată condiţiile de încălzire şi răcire ale motoarelor asincrone cu suflare exterioară funcţionînd intermitent. Se pun în evidenţă principalele căi de cedare a căldurii la aceste motoare, precum şi transmisia pe aceste căi.

CZ 621.314.2.017.6 :627.3.045.5

Diculescu, A. S. şi *Moraru, A.* : **Evaluarea pierderilor suplimentare în înfăşurările transformatoarelor electrice realizate din folie conductoare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 22**, nr. 9—10, sep-oct 1974, p. 279

Se propune o metodă pentru calculul repartiţiei curenţilor în înfăşurările transformatorului cu înfăşurări din folie conductoare, bazată pe discretizarea ecuaţiei integrale a densităţii de curent în înfăşurări.

CZ 621.317.2 :621.313.13 :621.3.078

Constantinescu, L. şi *Heinrich Larkamp* : **Stand pentru încercări dinamice ale micromotoarelor electrice utilizate în automatizări.**

E.E.A. — **Electrotehnica 22**, nr. 9—10, sep-oct 1974, p. 283

În lucrare se prezintă un stand de încercări dinamice ale motoarelor electrice, realizat cu elemente constructive compactminiaturizate.

CZ 621.316.72 :621.3.027.2.014.3

Pavelescu, D. : **Limitarea curentului de scurtcircuit în aparatele de joasă tensiune limitatoare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 22**, nr. 9—10, sep-oct 1974 p. 291

În lucrare se prezintă o metodă originală prin care, impunînd evoluţia în timp a curentului limitat, se obţin informaţii cantitative asupra modului de variaţie a tensiunii arcului electric de deconectare şi a puterii disipate de acesta. Astfel, se prezintă un exemplu de calcul referitor la un aparat limitator de construcţie actuală.

CZ 621.316.545.1.014.32 :621.316.027.3/7 :681.3

Herşcovici, B. şi *Vicol, D.* : **Studiul solicitărilor electrodinamice din separatorul rotativ de înaltă tensiune cu ajutorul calculatorului cifric.**

E.E.A. — **Electrotehnica 22**, nr. 9—10, sep-oct 1974, p. 299

Se descrie o metodă care permite ca, prin aplicarea transformatei Fourier la ecuaţiile de mişcare care descriu oscilaţiile mecanice, să se obţină ecuaţii algebrice cu coeficienţi complecşi.

CZ 621.314.263.001.2

Ghiță, C. : **Calculul triplorului feromagnetic de frecvență.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 303

Se prezintă calculul caracteristicii externe a triplorului feromagnetic de frecvență monofazat, alimentat în trifazat, funcționînd în sarcină R.L.C., cu aproximarea caracteristicii magnetice a miezurilor printr-o funcțiune exponențială.

CZ 621.3.014.31 :681.3

Sasu Mimi : **Metodica de calcul al unui arc electric cu reacție, pe un calculator numeric.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 22, nr. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 309

Se prezintă o metodică de calcul stabilită de autor, pentru rezolvarea ecuațiilor arcului electric formulate de Mayr, de Cassie și Mason, precum și de către Rieder și Urbanek, pe un calculator numeric.

CZ 621.365.2 :621.3.014.31

Gligor, T. D. : **Contribuții privind stabilitatea arcului electric din cuptoarele electrice cu arc.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 322

Se studiază stabilitatea dinamică a sistemului sursă-arc, în cazul cuptoarelor electrice cu arc astfel încît curentul arcului și cel absorbit de la rețeaua de alimentare a cuptorului să nu prezinte pauze la trecerea prin zero.

CZ 621.314.63 :621.365.31

Lupaș, O. : **Calculul încălzirii redresoarelor semiconductoare, pe baza determinării funcției de transfer din impedanța termică tranzitorie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 326

În lucrare se dezvoltă o metodă de calcul al încălzirii redresoarelor semiconductoare, utilă la calculul temperaturii joncțiunii în cicluri complexe sau pentru cazul în care forma puterii degajate cu frecvența rețelei se abate sensibil de la cea dreptunghiulară.

CZ 621.318.1 :621.313.39

Palii, L. și *Galan, N.* : **Materiale magnetice și influența lor asupra parametrilor motorului cu histerezis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 338

În lucrare se prezintă mai multe grupe de materiale magnetice utilizate în construcția motorului cu histerezis, precizîndu-se, la fiecare tip, caracteristicile magnetice care intervin în teoria acestui motor, precum și unele elemente de tehnologie și de economicitate.

CZ 621.318.2 :546.65

Cedighian, S. : **Magneți permanenți din compușii pămînturilor rare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 345

Magneții din mischmetal-cobalt ($MMCo_5$) cu o energie de 96 kJ/m (12 MGsOe) sînt competitivi cu cei mai buni magneți Alnicos, care sînt descriși în lucrare.

CZ 621.35.035 :541.136

Radovici, O., Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I. și *Solacolu, I.* : **Tipuri noi de electrozi de gaz din cărbune pentru pile cu combustibil de mare eficacitate.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 348

Se prezintă noile tipuri constructive de electrozi de gaz din cărbune (electrozi plani și electrozi foarte subțiri) utilizați în sistemele moderne de pile de combustie de temparatură joasă.

CZ 541.136 :541.135.6

Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I. și *Solacolu, I.* : **Efectul concentrației electrolitului asupra polarizării și a performanțelor unei pile de combustie hidrogen-oxigen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 355

Lucrarea evidențiază rezultatele unui studiu privind efectul concentrației electrolitului (KOH) în domeniul 4 – 9N, asupra polarizării anodului și a performanțelor unei pile de combustie de tip hidrogen-oxigen.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.32:681.3

Николаиде, А.: **Анализ работы асинхронных машин с нелинейными цепями с помощью систем автоматической разработки данных.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 265

В работе исследуются характеристики асинхронной работы (пар и токов) синхронных машин с кажущимися полюсами (из пластин) и обмоткой поглащения (клеткой). Представляется метод расчёта таких характеристик, в котором имеется в виду нелинейность цепей машины, благодаря явлению магнитного насыщения, из-за электрического тока из шин демпферной обмотки.

УДК 621.313:621.3.042.3

Соран, Н.: **Определение параметров согласного преобразования для пазов электрических машин полузакрытого типа**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 270

Определение параметров согласного преобразования для полузакрытого паза, установленной геометрии, проводится трудно графической интерполяцией или поисками. В этой работе представляется оригинальный метод цифрового определения этих параметров, то что разрешает количественное изучение поля для преобразованной конфигурации.

УДК 621.313.33:621.3.017.7

Иван, К.: **Условия нагрева и охлаждения асинхронных двигателей, с прерывистым действием.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 274

В работе показываются условия нагрева и охлаждения асинхронных двигателей с внешним дутьём, с прерывистаым действием. Подчёркиваются главные пути отдачи тепла у этих двигателей, а также и передача по этим путям.

УДК 621.314.2.017..:621.3.045.5

Дикулеску, А. С., Морару, А.: **Оценка дополнительных потерей в обмотках электрических трансформаторов, изготовленных из проводниковой фольги.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 279

Предлогается метод для расчёта распределения токов в обмотках трансформатора с обмотками из проводниковой фольги, основанный на дискретизации интегрального уравнения плотности тока в обмотках.

УДК 621.317.2:621.313.13:621.3.078

Константинеску, Л. и *Генрик, Л.:* **Стэнд для динамических испытаний электрических микродвигателей, употребляемых в автоматизации.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр 283

В работе представляется стэнд для динамических испытаний электрических двигателей, осуществлённый с конструктивными плотно-миниатюризированными элементами.

УДК 621.316.72:621.3.027.2.014.3

Павелеску, Д.: **Ограничение тока короткого замкыания в аппаратах низкого напряжения, ограничителем.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 291

В работе представляется оригинальный метод, путём которого, требуя развития в течении времени ограниченного тока, получаются количественные информации относительно вида вариации напряжения электрической дуги выключения и рассеиваемой им мощности. Таким образом, представляется пример расчёта ограничительного аппарата современной конструкции.

УДК 621.316.545.1.014.32:621.316.027.317:681.3

Хершкович, Б., Викол, Д.: **Исследование электродинамических нагрузок в вращающимся сепаратырысокого напряжения с помощью цифровой вычислительной машины.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 299

Описывается метод, позволяющий, что применением преображения Фурье к уравнениям движения, которые описывают механические колебания, получать алгебраические уравнения с комплексными коеффициентами.

УДК 621.314.263.021.2

Гицэ, К.: **Расчёт железомагнитного утроителя частоты.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 303

Расчитывается внешняя характеристика однофазного, железомагнитного утроителя частоты, трифазного питания, который рабстает с нагрузкой, R.L.C. с апроксимацией магнитной характеристики сердечников, через экспоненциальную функцию.

УДК 621.3.014.31:681.3

Сасу, М.: **Методика расчёта электрической дуги с реакцией на вычислительной цифровой машине.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 309

Представлена методика расчёта, установленная автором, для решения управнений электрической дуги, сформулированная Мауэром, Касси и Масоном а также Ридером и Урбанеком, на цифровой вычислительной машине.

УДК 621.365.2.021.3.014.31

Глигор, Т.Д.: **Вклад относительно стабильности электрической дуги в электропечах с дугой.**

Е.А.Е. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 322

Исследуется динамическая устойчивость системы источник-дуга, в случае электропечей с дугой таким образом, чтобы ток дуги и поглащенный ток от питающей сети печи не представлял пауз, когда проходит через нуль.

УДК 621.314.63:621.365.31

Лупаш, О.: **Расчёт нагрева полупроводниковых выпрямителей при помощи определения переносной функции из переходного теплового импеданса.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 326

В работе развивается метод расчёта нагрева полупроводниковых выпрямителей, необходимый для расчёта температуры присоединения в комплексных циклах или для обстоятелства, в котором форма выделенной мощности с частотой сети, чувствительно отклоняется от прямоугольной.

УДК 621.318.1:621.313.39

Палий, Л., Галан, Н.: **Магнитные материалы и их воздействие на характеристики гистерезисного двигателя.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 338

В работе представляются несколько групп магнитных материалов употреблённых в конструкции гистерезисного двигателя, уточняясь, для каждого типа, магнитные характеристики, которые проявляются в теории этого двигателя, а также и некоторые технические и экономные элементы.

УДК 621.318.2: 546.65

Чедигиян, С.: **Постоянные магниты из соединений редких земел.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22,** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 345

Магниты из мишметалла-кобальта (ММСо5), с энергией на 96 килоджоуль на КВМ ($12MG_sO_e$) конкурентноспособны по отношению наилучших магнитов Алникос о которых говорится в работе.

УДК 621.35.035.541.136

Радович, О., Мавродин-Тэрэбык, М., Онака, И. и *Солаколу И.:* **Новые типы газовых угольных электродов для топливных элементов большой эффективности.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22.** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 348

Представляются новые конструктивные типы газовых угольных электродов (плоских и очень тоньких электродов), употребляемых в современных системах топливных низкотемпературных элементов.

УДК 541.136:541.135.6

Мавродин-Тэрэбык, М., Онака, И., Солаколу, И.: **Эффект концентрации электролита оказанный поляризацию и достижения топливного элемента водород-кислород.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 22.** № 9–10, сент-окт 1974, стр. 355

Работа показывает результаты изучения о эффекте концентрации электролита (КОН) в области 4...9 Н оказанном на поляризацию анода и на достижения топливного элемента типа водород-кислород.

INHALT

DK 621.313.32 :681.3

Nicolaide, A. : **Die analyse des asynchronen Betriebs von synchronen Maschinen mit nichtlinearen Schaltungen, mittels automatischen Datenverarbeitungssystemen.**

E.E.A.– **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 265

Es wird eine Untersuchung der Charakteristiken im asynchronen Betrieb (Drehmoment und Ströme) der synchronen Maschinen mit ausgeprägten Polen (aus Elektroblech) und Dämpfungswicklung (Käfig) dargestellt. Es folgt die Beschreibung einer Rechenmethode für diese Charakteristiken, in welcher, ausser den schon bekannten Methoden, auch die Nichtlinearität der Stromkreise der Maschine in Betracht gezogen wird — welche ihre Ursache in der vom elektrischen Strom in den Schienen der Dämpfungswicklung erzeugten magnetischen Sättigungsercheinung hat.

DK 621.313 :621.3.042.3

Soran, I. : **Die Ermittlung der Parameter der konformen Transformation für die Nuten elektrischer Maschinen vom halbgeschlossenen Typ.**

E.E.A.– **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 270

Die Ermittlung der Parameter der konformen Umwandlung für eine halbgeschlossene Nute mit festgelegter Geometrie, kann man schwer durch graphisches Interpolieren oder versuchsweise erreichen. Die Arbeit zeigt eine originelle numerische Ermittlungsmethode dieser Parametor, dies erleichtert das quantitative Studium des Feldes für die umgewandelte Konfiguration.

DK 621.313.33 :621.3.017.7

Cornel Ivan : **Die Erwärmungs-und Abklühlungsbedingungen der Asynchronmotoren mit aussetzen dem Betrieb.**

E.E.A.– **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 274

Die Arbeit zeigt die Erwärmungs-und Abkühlungsbedingungen von Asynchronmotoren mit äusserer Lüftung, mit aussetzenden Betrieb. Es werden die Hauptwege der Wärmeabgabe bei diesen Motoren hervorgehoben, ebenfalls, die Übertragung auf diesen Wegen.

DK 621.314.2.017.6 :621.3.045.5

Diculescu A. S., Moraru, A. : **Die Auswertung der zusätzlichen Verluste bei den Leitfolien-Wicklungen für elektrische Tansformatoren.**

E.E.A.– **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 279

Es wird eine Methode zur Berechnung der Stromverteilung in den Trafowicklungen aus Leitfolie vorgeschlagen, die sich auf die Diskretisierung der integralen Gleichung der Stromdichte in den Wicklungen stützt.

DK 621.317.2 :621.313.13 :621.3.078

Constantinescu, L., Heinrich Larkamp : **Prüfstand für dynamische Versuche bei von Automatisierungen verwendeten elektrischen Mikromotoren.**

E.E.A.– **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974 S. 283

Die Arbeit beschreibt einen Prüfstand für dynamische Versuche von elektrischen Motoren, die aus kompakt-miniaturisierten Bauelementen hergestellt sind.

DK 621.316.72 :621.3.027.2.014.3

Pavelescu, D. : **Die Begrenzung des Kurzschlusstroms bei Begrenzungs-Niederspannungs geräten.**

E.E.A.– **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 291

Die Arbeit zeigt eine neue Methode mit Hilfe derer, durch die Festlegung der zeitlichen Entwicklung des begrenzten Stroms, quantitative Informationen über die Veränderungsweise der Spannung des elektrischen Ausschaltlichtbogens und seiner Verlustleistung arhalten werden können. In diesem Sinne, wird ein Rechenbeispiel eines modernen Begrenzungsapparates dargestellt.

DK 621.316.545.1.014.32 :621.316.027.3/7 :681.3

Herşcovici, B., Vicol, D. : **Die Untersuchung der elektrodynamischen Beanspruchungen bei den Hochspannungs-Drehtrennschalter, mit Hilfe einer Zifferrechenmaschine.**

E.E.A.– **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 299

Es wird eine Methode dargestellt, die durch Anwendung der Fouriertransformation bei Bewegungsgleichungen, wel-

che mechanische Schwingungen beschreiben, — die Gewinnung von algebraischen Gleichungen mit komplexen Koeffizienten gestattet.

DK 621.314.263.001.7

Constantin Ghiță: **Die Berechnung des ferromagnetischen Frequenz-Verdreifachers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 303

Es wird die Berechnung der äusseren Charakteristik des ferromagnetischen, einphasigen Frequenz-Verdreifachers, mit dreiphasiger Stromspeisung, dargestellt; der Betrieb erfolgt bei RLC-Belastung statt, mit einer Annäherung der magnetischen Kern-Charakteristik durch eine exponentielle Funktion.

DK 621.2.014.31 :681.3

Sasu Mimi: **Die Berechnungsmethode eines Reaktions-Lichtbogens mit Hilfe eines Digitalrechners.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 309

Es wird eine vom Autor festgelegte Berechnungsmethode zur Lösung der von Mayr, Cassie, Mason, Rieder und Urbanek formulierten Lichtbogengleichungen auf einem Digitalrechner dargestellt.

DK 621.365.2.021.3.014.31

Gligor, T. D.: **Beiträge zur Stabilität des Lichtbogens der Lichtbogenöfen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 322

Es wird die dynamische Stabilität des Systems Stromquelle-Lichtogen, bei den Lichtbogenöfen untersucht, in dem Sinne, dass der Strom des Lichtbogens und der absorbierte Strom vom Speisungsnetz des Ofens, keine Pausen bei Nulldurchgang aufweisen.

DK 621.314.63 :621.365.31

Lupaș, O.: **Die Berechnung der Erwärmung der Halbleitergleichrichter auf der Grundlage der Festlegung der Übertragungsfunktion, aus der thermischen Übergangsimpedanz.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 326

Die Arbeit entwickelt eine Berechungsmethode der Erwärmung der Halbleiter-Gleichrichter, die für die Berechnung der Temperatur des Anschlusses in komplexen Zyklen nützlich ist, oder für den Fall in dem die Form der mit der Netzfrequenz entwickelten Leistung, sich stark von der rechteckigen unterscheidet.

DK 621.318.1 :621.313.39

Palii, L., Galan, N.: **Magnetische Werkstoffe und ihr Einfluss auf die Parameter de Motors mit Hysteresis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 338

Die Arbeit zeigt mehrere Gruppen magnetischer Werkstoffen die für den Bau von Motoren mit Hysteresis verwendet werden; es werden für jeden Typ die magnetischen Charakteristiken, die in der Theorie dieses Motors auftreten, festgelegt, sowie einige Technologie-und Wirtschaftlichkeitselemente erläutert.

DK 621.318.2 :546.65

Cedighian, S.: **Dauermagnete aus den Verbindungen seltener Erden.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 22, Nr. 9–10, 1974, S. 345

Die Magnete aus Mischmetall-Kobalt ($MMCo_5$), die beschreibt sind, mit einer Energie von 96 KJ/m^3 (12MGsOe) können mit den besten AlNiCo-Magneten verglichen werden.

DK 621.35.035 :541.136

Radovici, O., Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I., Solacolu, I.

Neue Arten von Gaselektroden aus Kohle für Brennzellen hoher Wirksamkeit

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, S. 348

Es werden die neuen Bauarten von Gaselektroden aus Kohle (flache Elektroden und sehr dünne Elektroden) beschrieben, die in den modernen Brennzellensystemen mit tiefer Temperatur verwendet werden.

DK 541.136 :541.135.6

Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I., Solacolu, I.: **Die Wirkung der Konzentration des Elektrolyts auf die Polarisation und die Leistungen einer Wasserstoff-Sauerstoff-Brennzelle.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, Nr. 9–10, 1974, p. 355

Die Arbeit zeigt die Ergebnisse eines Stadiums über die Wirkung der Konzentration des Elektrolyts (KOH) auf dem Gebiete von 4–9 N, auf die Polarisation der Anode und der Leistungen einer Brennzelle des Wasserstoff-Sauerstoff-Typs.

CONTENTS

DC 621.313.32 : 681.3

Nicolaide, A : **Analysis of the asynchronous running of the synchronous machines with nonlinear circuits, by means of data automatic processing system.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9–10, sep-oct 1974, p. 265

A study is presented of the asynchronous functioning characteristics (torque and currents) of the asynchronous machines with salient poles (laminated) and damper winding (cage). A calculation procedure of these characteristics is described, in which, besides the methods known so far, the non-linearity of the machine circuits is taken into account, caused by the phenomenon of magnetic saturation produced by the electric current of the bars of the damping winding.

DC 621.313 :621.3.042.3

Soran, I. : **Parameter determination of the proper transformation for the slots of semi-closed electrical machines.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9–10, sep-oct 1974, p. 270

The parameter determination of the proper transformation for a semiclosed slot of an imposed geometry, is very difficult by means of graphical interpolation or testing. The work presents an original method of numerical determination of these parameters, a fact which facilitates the quantitative study of the field for the transformed configuration.

DC 621.313.33 : 621.3.017.7

Cornel Ivan : **Heating and cooling conditions of asynchronous motors with an intermittent duty.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9–10, sep-oct 1974, p. 274

The work presents the heating and cooling conditions of asynchronous motor with an exterior blow functioning intermittently. The main ways of heat delivery with these motors are made evident, and so is the transmission on these ways.

DC 621.314.2.017.6 : 621.3.045.5

Diculescu, A. S., Moraru, A. : **Estimation of the suplimentary losses in the electric transformer windings fabricated out of conductive foil.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9–10, sep-oct 1974, p. 279

A method for the calculation of the current distribution in the windings of the transformer with conductive foil coils based upon the discretization of the integral equation of current density within the windings.

DC 621.317.2 : 621.313 13 : 621.3.078

Constantinescu L., Heinrich Larkamp : **Dinamical testing — stand for electrical fractional — horsepower motors used in automatics.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9–10, sep-oct 1974, p. 283

The work presents a dinamical testing stand for electrical fractional — horsepower motors, achieved with compactly miniaturized elements of construction.

DC 621.316.72 : 621.3.027.2.014.3.

Pavelescu, D. : **Reducing the short-circuit current in the low tension apparata, limiters.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9–10, sep-oct 1974, p. 291

The work presents an original method, which, imposing the evolution in time of reduced current quantitative information can be obtained concerning the voltage variation of the disconnecting electric arc and of its dissipated power. This way a calculus example is presented, concerning a limiting apparatus of present construction.

DC 621.316.545.1.014.32 : 621.316.027.3/7 : 681.3

Herşcovici, B., Vicol, D. : **The study of the electrodynamical stress in the rotating high-voltage separator by means of the digital computer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, nr. 9–10, sep-oct 1974, p. 299

A method is described which by the application of the Fourier transform with the moving equations which describe the mechanical oscillations, permits the obtaining of algebric equations with complex factors.

DC 621.314.263.001.2

Constantin Ghiță: **The calculus of the ferromagnetic frequency tripler**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 303

The calculus of the external characteristic of the ferromagnetic monophased frequency tripler is presented which is supplied in three phases, functioning with an RLC load, approximating the magnetic characteristic of the cores by means of an exponential function.

DC 621.3.014.31 : 681.3

Sasu Mimi: **Calculation procedure of an electric arc with reaction, on a digital computer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 309

A calculation precedure is presented, designated by the author for the solvation of the equations formulated by Mayr, Cassie and Mason as well as by Urbanek, being employed on a digital computer.

DC 621.365.2 : 621.3.014.31

Gligor, T. D.: **Contributions conncernig the stability of the electric arc in the electric arc furnace.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 322

The dynamic stability of the system source arc is studied, in the case of the electric furnaces with-arc in such a way that the current of the arc and the one drawn from the furnace-supply network, should not present pauses in its passing through zero.

DC 621.314.63 : 621.365.31

Lupaș, O.: **The calculus of heating the semiconductive rectifier, on bases of determining the transfer function from the thermic transient impedance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 326

The work describes a procedure of calculating the heating of semiconductive rectifiers, useful when calculating the temperature of the junction, in complex cycles or for the case when the output power having the same frequency with the network, deviates from the rectangular form.

DC 621.318.1 : 621.313.39

Palii, L., Galan, N.: **Magnetic materials and their influence upon the parameters of the hysterezis motor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 338

The work presents more groupes of magnetic materials used for the construction of the hysterezis motor, specifying for each type the magnetic characteristics which occur in the theory of this motor, as well as some technological and economical elements.

DC 621.318.2 : 546.65

Cedighian, S.: **Permanent magnets made from the components of the rare earths.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 345

The magnets made of a mixture of different metals and cobalt (MMCO5) with an energy of 96 kJ/m^3 (12MGSOe) are competitive with the best Alnicos magnets which was described in this work.

DC 621.35.035 : 541.136

Radovici, O., Mavrodin – Tărăbîc, M., Onaca, I. Solacolu, I.: **New types of coal gas electrodes of great efficieney for combustion cells.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 348

New types of construction of coal gas electrodes are presented (plan electrodes and very thin electrodes) used in modern systems of low temperature combustion cells.

DC 541.136 : 541.135.6

Mavrodin – Tărăbîc, M., Onaca, I., Solacolu, I.: **The effect of the electrolytic concentration upon the polarisation and the performances of a combustion cell hydrogen-oxygen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 355

The work presents the results of a study concerning the effect of the electrolytic concentration (KOA) in the field 4–9N, upon the anode polarization and upon the performances of a combustion cell of the hydrogen-oxygen type.

SOMMAIRE

DC 621.313 : 621.3.042.3

Nicolaide, A. : **Analyse du fonctionnement en régime asynchrone des machines synchrones à circuits non linéaires, à l'aide des systèmes de traitement automatique des données.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 265

On étudie les caractéristiques du fonctionnement en régime asynchrone (couple et courants) des machines synchrones à pôles saillants (en tôle) et à enroulement d'amortissement (cage). On présente une méthode de calcul de ces caractéristiques dans laquelle, outre les éléments pris en considération dans les méthodes généralement connues, on tient compte de la non linéarité des circuits de la machine due au phénomène de saturation magnétique produite par le courant électrique accumulé dans les barres de l'enroulement d'amortissement.

DC 621.313 : 621.3.042.3

Soran, I. : **La détermination des paramètres de la transformation conforme pour les encoches à demi fermées des machines électriques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 270

Cette détermination est difficilement réalisable par interpolation graphique ou par tâtonnements. La méthode originale décrite facilite l'étude quantitative du champ pour la configuration transformée.

DC 621.313.33 : 621.3.017.7

Ivan, C. : **Les conditions de réchauffement et de refroidissement des moteurs asynchrones à fonctionnement intermittent.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 274

Après avoir exposé les conditions respectives, l'auteur indique les principaux modes de perte de la chaleur dans le cas des moteurs asynchrones, ainsi que la transimission de la chaleur selon ces différents modes.

DC 621.314.2.017.6 : 627.3.045.5

Diculescu, A. S. et *Moraru, A.* : **L'évaluation des pertes supplémentaires dans les enroulements, en feuilles conductrices, des transformateurs électriques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 279

On propose une méthode pour le calcul de la répartition des courants dans les enroulements, en feuilles conductrices, des transformateurs, méthode qui est basée sur l'équation intégrale de la densité du courant dans les enroulements.

DC 621.316.2 : 621.313.13 : 621.3.078

Constantinescu, L. et *Larkamp, H.* : **Stand pour l'essai dynamique des micromoteurs électriques employés dans les automatisations.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 283

On décrit un stand pour l'essai dynamique des moteurs électriques, réalisé avec des éléments constructifs compacts et miniaturisés.

DC 621.316.72 : 621.3.027.2.014.3

Pavelescu, D. : **La limitation du courant de court-circuit sur des appareils limiteurs de basse tension.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 291

L'auteur propose une méthode originale selon laquelle, en observant l'évolution du courant limité, on obtient des informations quantitatives sur la variation de la tension de l'arc électrique de mise hors circuit et sur la puissance dissipée par ce dernier. On présente un exemple de calcul se rapportant à un appareil limiteur, de construction actuelle.

DC 621.316.545.1.014.32 : 621.316.027.3/7 : 681.3

Herşcovici, B. et *Vicol, D.* : **L'étude des sollicitations électrodynamiques du sectionneur rotatif de haute tension, à l'aide du calculateur digital.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9 – 10, sep-oct 1974, p. 299

Les auteurs établissent une méthode par laquelle, en appliquant la transformée de Fourier aux équations du mouvement qui décrivent les oscillations mécaniques, on obtient des équations algébriques à coefficients complexes.

DC.621.314.263.001.2

Ghiță, C. : **Le calcul du triplicateur ferromagnétique de fréquence.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 303

On présente le calcul de la caractéristique extérieure du triplicateur ferromagnétique monophasé de fréquence à alimentation triphasée ; ce calcul implique une approximation de la caractéristique magnetique des noyaux par une fonction exponentielle.

DC 621.3.014.31 : 681.3

Sasu, M. : **Méthode de calcul d'un arc électrique à réaction, sur un calculateur digital.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 309

On expose une méthode de calcul pour résoudre, sur un calculateur digital, les équations de l'arc électrique formulées par Mayr, Cassie et Mason, ainsi que par Rieder et Urbanek.

DC 621.365.2 : 621.3.014.31

Gligor, T. D. : **Contributions à l'étude de la stabilité de l'arc électrique dans les fours à arc.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 322

L'auteur étudie la stabilité dynamique du système source-arc dans le cas des fours à arc électrique afin que le courant de l'arc et celui qui est absorbé du réseau d'alimentation du four ne présentent pas de pauses lors du passage du zéro.

DC 621.314.63 : 621.365.31

Lupaș, O. : **Le calcul du réchauffement des redresseurs semiconducteurs à partir de la détermination de la fonction de transfert de l'impédance thermique transitoire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22** no. 9–10, sep-oct 1974, p. 326

L'article traite d'une méthode de calcul du réchauffement des redresseurs semi-conducteurs, utile pour le calcul de la température de la jonction dans le cas des cycles complexes ou lorsque la forme de la puissance dégagée s'écarter sensiblement du type rectangulaire.

DC 621.318.1 : 621.313.38

Palii, L. et *Galan, N.* : **Quelques matériaux magnétiques et leur influence sur les paramètres du moteur à hystérésis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 338

Plusieurs groupes de matériaux magnétiques employés dans la construction du moteur à hystérésis sont présentés, en précisant les caractéristiques magnétiques respectives ainsi que certains éléments de technologie et d'efficacité économique.

DC 621.318.2 : 546.65

Cedighian, S. : **Aimants permanents réalisés avec des composés de terres rares.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 345

Les aimants en mischmétal-cobalt ($MMCo_5$) doués d'une énergie de 96 kJ/m^3 (12MGsOe), sont comparables aux meilleurs aimants Alnicos, décrits dans l'article.

CD 621.35.035 : 541.136

Radovici, O., Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I. et *Solacolu, I.* : **Nouveaux types d'électrodes de gaz de charbon pour piles à combustible, à grande efficacité.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 348

Les auteurs décrivent les nouveaux types d'électrodes de gaz de charbon (électrodes plans et électrodes très minces) utilisés dans les systèmes modernes de piles à combustible de basse température.

CZ 541.136 : 541.135.6

Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I. et *Solacolu, I.* : **L'effet de la concentration de l'électrolyte sur la polarisation et sur les performances d'une pile à combustible hydrogène-oxygène.**

E.E.A. – **Electrotehnica 22**, no. 9–10, sep-oct 1974, p. 355

L'article contient les résultats d'une étude concernant l'effet de la concentration de l'électrolyte (KOH), dans le domaine 4–9 N, sur la polarisation de l'anode et sur les performances d'une pile à combustible hydrogène-oxygène.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORPOTAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; acad. prof. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

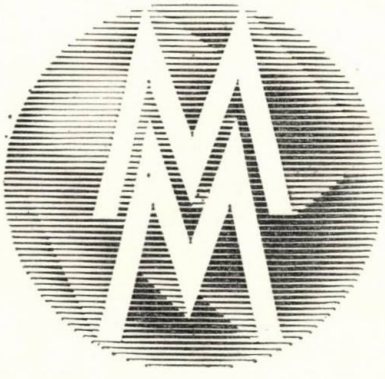
Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, este editat de către Oficiul de informare documentară (*O.I.D.*) al *M.I.C.M.U.E.*, ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.—M.I.C.M.U.E.*, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 30.15. 17.70.22 — B.I. — S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*, București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 1748. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.T., nr. 137/5988/1974.

41 400

TÎRGUL DE LA LEIPZIG

REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

9. 3. — 16. 3. 1975



NOU în primăvara anului 1975

Grupul: TEHNICA AUTOMATIZĂRII

Programe, sisteme şi aparate pentru raţionalizarea ramurilor economiei în oferta producătorilor din 20 de ţări.

Compararea performanţelor — consultaţii pentru beneficiari—program informativ contractual.

LEIPZIG: punct de întîlnire al experţilor în automatizare

Informaţii în privinţa călătoriei şi date asupra tîrgului se pot obţine prin O.N.T.—Carpaţi sau de la Secţia de politică comercială de pe lîngă Ambasada R. D. G. în R. S. R., Calea Dorobanţilor 14, Bucureşti.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI-UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA.
ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR; OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E., ŞI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE).

Anul 22 ELECTROTEHNICA nr. 9—10 Bucureşti, sep-oct 1974

Analiza funcţionării asincrone a maşinilor sincrone cu circuite neliniare, cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor

ANDREI NICOLAIDE* — Braşov

CZ 621.313.32:681.3

În lucrarea de faţă se face un studiu al caracteristicilor de funcţionare în asincron a maşinilor sincrone cu poli aparenţi (din tole) şi înfăşurare de amortizare (colivie). Caracteristicile de pornire cuprind următoarele mărimi: cuplul electromagnetic, intensitatea curentului din înfăşurarea statorului, intensitatea curentului din înfăşurarea de excitaţie, intensităţile curenţilor din barele înfăşurării de amortizare, exprimate în funcţie de alunecare.

Comportarea unei maşini sincrone la funcţionare asincronă prezintă importanţă, în special, pentru pornire, de asemenea şi pentru funcţionare în sarcină nesimetrică. Este necesar ca în etapa de proiectare a maşinii să se determine caracteristicile de pornire, pentru a se stabili dacă condiţiile de pornire impuse sînt îndeplinite. De asemenea, este necesar să se verifice dacă funcţionarea ca generator cu sarcină nesimetrică nu conduce la o încărcare a barelor înfăşurării de amortizare cu nişte curenţi de intensitate prea mare, care să ducă la deteriorarea maşinii.

Pentru un calcul cu o precizie ridicată este necesar să se ţină seama de faptul că circuitele electrice ale maşinii sînt neliniare. În adevăr, reactanţele depind de starea de saturaţie a circuitului magnetic, care depinde de intensităţile curenţilor [1].

Sistemele de prelucrare automată a datelor, cu ajutorul calculatoarelor electronice numerice, au permis calculul caracteristicilor de funcţionare în asincron [2] cu o precizie şi simplitate superioară lucrărilor anterioare, considerînd circuitele electrice ca fiind liniare. Există însă posibilitatea de a se lua în considerare şi situaţia apropiată de realitate şi anume circuitele electrice neliniare.

Efectul saturaţiei magnetice produse de curenţii din barele înfăşurării de amortizare poate fi important, deoarece intensităţile curenţilor din barele înfăşurării de amortizare pot avea valori de ordinul miilor de amperi, iar crestăturile în care sînt dispuse barele înfăşurării sînt, în general, semiînchise (nu deschise). Acest efect nu a fost examinat de alţi autori.

În cele ce urmează se prezintă calculul caracteristicilor de funcţionare în asincron a maşinii sincrone, luînd în consideraţie efectul de saturaţie magnetică produs de curenţii din barele înfăşurării de amortizare. La baza metodei utilizate se află lucrările anterioare [2]—[5].

1. Metoda utilizată pentru determinarea prin calcul a caracteristicii de pornire în asincron

Se vor considera toate circuitele electrice ale maşinii, inclusiv circuitul de excitaţie şi circuitele electrice formate de fiecare pereche de bare a înfăşurării de amortizare. Se va lua în consideraţie efectul saturaţiei magnetice produse de curentul electric din fiecare bară şi se va determina starea de saturaţie a fiecărui dinte rotoric.

Această metodă necesită: ecuaţiile tensiunilor, relaţiile de determinare a parametrilor electrici ai circuitelor, relaţiile de determinare a caracteristicilor, luarea în consideraţie a saturaţiei. Toate calculele vor fi efectuate cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor.

Se vor admite următoarele: statorul reprezintă indusul maşinii sincrone, rotorul reprezintă in-

* Prof. dr. ing. *A. Nicolaide*, lucrează la Institutul politehnic din Braşov

ductorul cu poli aparenți, polii au o construcție simetrică față de axa longitudinală, regimul de funcționare este cvasistaționar.

2. Ecuațiile tensiunilor

Se va utiliza teoria dublei reacții. Notațiile utilizate sînt cele folosite mai larg în studiul problemelor de acest fel [2]—[5]. Se consideră funcționarea asincronă staționară.

Ecuațiile se scriu analog ca în lucrarea [2] și se referă la următoarele circuite: circuitele formate de barele înfășurării de amortizare (colivia rotorică), circuitul de excitație, circuitul statoric pe fază. Se obțin două sisteme de ecuații: unul pentru axa longitudinală, altul pentru axa transversală. Numărul de bare pe pol poate fi par $n_c = 2N$, sau impar $n_c = 2N-1$. În modul arătat, sistemul de ecuații, corespunzător axei longitudinale, are $N+2$ ecuații, iar sistemul de ecuații corespunzător axei transversale are $N+1$ ecuații. La acestea se adaugă două ecuații de legătură pentru mărimile referitoare la stator.

Rezistențele și reactanțele care intervin se pot calcula cu ajutorul relațiilor utilizate în lucrările [2]—[5].

În scopul obținerii diferitelor simplificări se pot utiliza diferite moduri de scriere a ecuațiilor tensiunilor. Astfel, în loc să se considere circuite formate din perechile de bare dispuse simetric față de axa polului, se pot considera circuite formate din perechile de bare vecine, obținîndu-se, însă, același număr de ecuații.

3. Relațiile pentru calculul caracteristicilor

Se calculează valorile medii ale cuplului electromagnetic și ale intensității curenților din stator și din barele coliviei rotorice, cu ajutorul relațiilor utilizate în lucrările [2] și [5].

4. Considerarea efectului de saturație magnetică produs de curenții din barele înfășurării de amortizare

4.1. Efectul de saturație magnetică produs de curentul dintr-o bară a înfășurării de amortizare. Pentru a lua în considerație efectul de saturație produs de curentul dintr-o bară a coliviei rotorice s-a întocmit o subrutină denumită SAT (H_{Fe}, B_{Fe}), după cum se va expune în continuare. Pentru a urmări calculele se vor face referiri la figura 1.

Se consideră efectul saturației asupra porțiunii fiecărei jumătăți de dinte, de o parte și de alta a fiecărei bare a coliviei rotorice. Se admite cu aproximație, că, înălțimea porțiunii

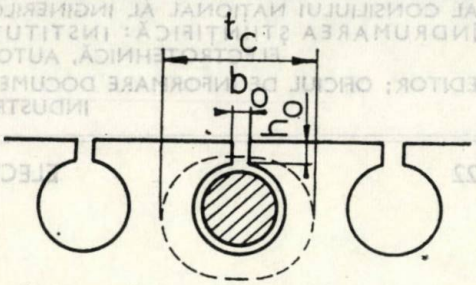


Fig. 1. Explicativă pentru calculul efectului saturației magnetice produsă de curenții din barele rotorice.

examinate a dintelui este constantă și egală cu înălțimea istmului crestăturii.

Se adoptă următoarele notații:

B_0 — inducția magnetică în spațiul de aer al istmului;
H_0 — intensitatea cîmpului magnetic în același spațiu;
B_{Fe} — inducția magnetică în oțelul dintelui;
H_{Fe} — intensitatea cîmpului magnetic în oțelul dintelui;
b_0 — lățimea istmului crestăturii rotorice;
h_0 — înălțimea istmului crestăturii rotorice;
t_c — pasul crestăturii rotorice;
I_n — intensitatea curentului electric în bara cu numărul de ordine n;
b_0' — lățimea echivalentă a istmului crestăturii rotorice pentru a lua în considerație saturația magnetică;

$$b_0' = b_0 + \frac{t_c - b_0}{\mu_r}; \quad \mu_r = \frac{1}{\mu_0}\frac{B_{Fe}}{H_{Fe}}.$$

Aplicînd legea circuitului magnetic în regim cvasistaționar, pentru curba trasată cu linie întreruptă din figura 1, se obține relația:

$$(t_c - b_0)\, H_{Fe} + \frac{b_0}{\mu_0} B_{Fe} = I_n. \qquad (1)$$

Din curba de magnetizare a oțelului polilor rezultă:

$$B_{Fe} = f(H_{Fe}). \qquad (2)$$

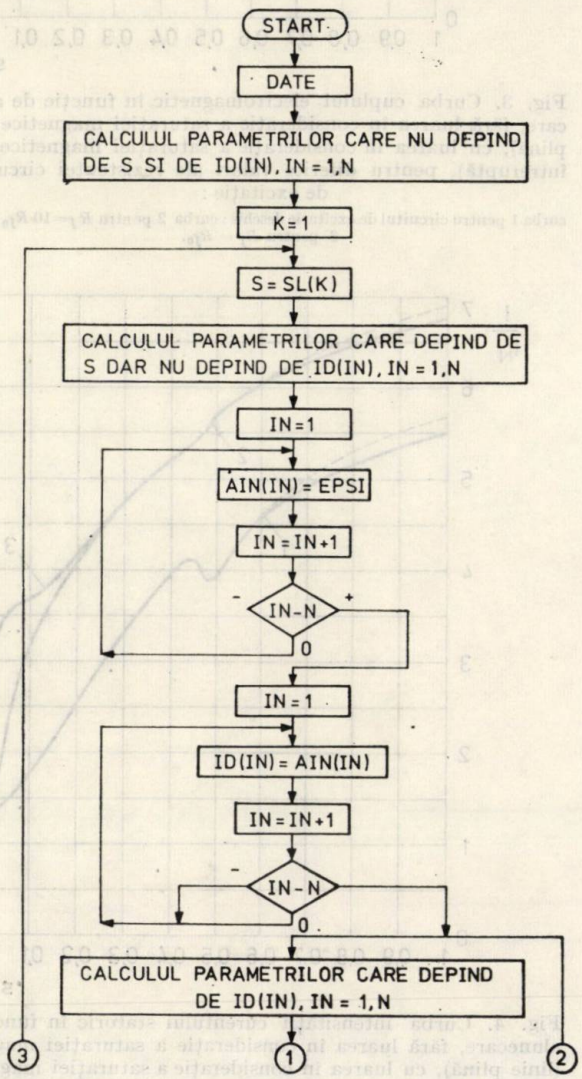
Se obține, deci, o ecuație neliniară:

$$(t_c - b_0)\, H_{Fe} + \frac{b_0}{\mu_0} f(H_{Fe}) - I_n = 0. \qquad (3)$$

Pentru a determina mărimea H_{Fe} este necesar să se rezolve ecuația neliniară (3), iar apoi, cu ajutorul relației (2) se obține mărimea B_{Fe}.

Dependența corespunzătoare relației (2) a fost definită printr-o funcție subprogram. În acest scop se introduc două mulțimi de puncte, pentru H_{Fe}, respectiv pentru B_{Fe}, iar valorile intermediare se obțin cu ajutorul unei relații de interpolare.

Rezolvarea ecuației (3) se efectuează cu ajutorul unei subrutine, din biblioteca IBM, denumită RTMI. Metoda de rezolvare a ecuației se bazează pe metoda iterativă Müller a înjumătățirilor intervalului (la capetele cărora primul membru al ecuației schimbă de semn) și a inverselor interpolărilor parabolice, plecînd de la valorile inițiale *XLI* și *XRI* la stînga și la dreapta intervalului, pentru care primul membru al ecuației schimbă de semn. Convergența este pătratică.



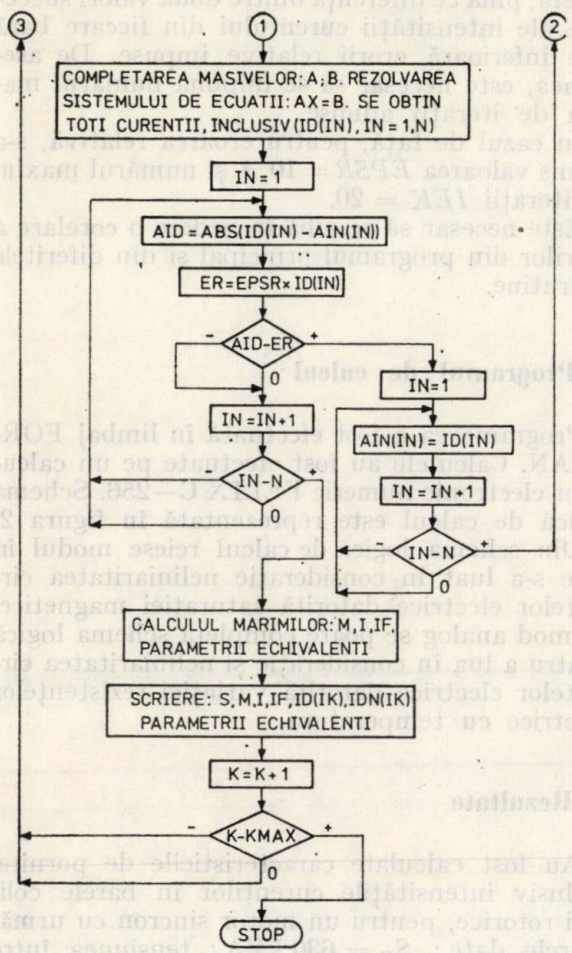


Fig. 2. Schema logică de calcul a caracteristicilor de pornire.

Argumentele efective ale subrutinei sînt:

X — rădăcina ecuației $FCT(X)=0$;
FCT — numele subprogramului extern funcție utilizat;
XLI — valoarea de intrare, care reprezintă valoarea de aproximare la stînga a rădăcinii X;
XRI — valoarea de intrare, care reprezintă valoarea de aproximare la dreapta a rădăcinii X;
EPS — eroarea relativă asupra valorii rădăcinii X;
IEND — numărul maxim de iterații;
IER — parametru rezultant, care codifică eroarea.

În cazul de față s-au introdus: $X = H_{Fe}$; $XLI = 10^{-6}$; $XRI = 10^{+6}$; $EPS = 10^{-4}$; $IEN = 500$; $FCT = (t_c - b_0)\ H_{Fe} + \frac{b_0}{\mu_0} f(H_{Fe}) - I_n$; iar dependența $f(H_{Fe})$ a fost inclusă prin subprogramul funcție descris.

Rezultă mărimile H_{Fe}, B_{Fe}, μ_r, b_0' și permeanța geometrică specifică de scăpări a crestăturii.

4.2. Efectul de saturație magnetică produs de curenții din toate barele coliviei

Se introduc inițial valorile permeanțelor geometrice specifice de scăpări ale fiecărei crestături în absența saturației magnetice. Se calculează curentul din fiecare bară a înfășurării de amortizare. Cu subprogramul descris se determină permeanța geometrică specifică de scăpări a fiecărei crestături, pentru starea de saturație corespunzătoare curenților din bare. Se calculează din nou curenții din bare, pentru noile valori ale permeanțelor. Se compară ultima valoare a intensității fiecărui curent cu valoarea anterioară. Dacă diferența dintre aceste valori este superioară unei anumite erori relative impuse, se determină iarăși permeanța geometrică specifică de scăpări a fiecărei crestături pentru starea de saturație corespunzătoare ultimelor valori ale intensităților curenților. Se calculează din nou curenții din bare pentru noile valori ale permeanțelor. Aproximațiile succesive se repetă, pînă ce diferența dintre două valori succesive ale intensității curentului din fiecare bară este inferioară erorii relative impuse. De asemenea, este necesar să se impună numărul maxim de iterații admise.

În cazul de față, pentru eroarea relativă, s-a admis valoarea $EPSR = 10^{-3}$ și numărul maxim de iterații $IEK = 20$.

Este necesar să se aibă în vedere o corelare a erorilor din programul principal și din diferitele subrutine.

5. Programul de calcul

Programarea a fost efectuată în limbaj FORTRAN. Calculele au fost efectuate pe un calculator electronic numeric FELIX C—256. Schema logică de calcul este reprezentată în figura 2.

Din schema logică de calcul reiese modul în care s-a luat în considerație neliniaritatea circuitelor electrice datorită saturației magnetice. În mod analog se poate completa schema logică pentru a lua în considerație și neliniaritatea circuitelor electrice datorită variației rezistențelor electrice cu temperatura.

6. Rezultate

Au fost calculate caracteristicile de pornire, inclusiv intensitățile curenților în barele coliviei rotorice, pentru un motor sincron cu următoarele date: $S_N = 630$ kVA; tensiunea între faze, $U_N = 6\,000$ V; $I_N = 64$ A; $f = 50$ Hz; $n = 750$ rot/min; conexiunea Y; randamentul 94%; colivie de alamă cu $n_c = 9$ bare pe pol. S-au considerat trei cazuri: înfășurarea de excitație deschisă, adică $R_f = \infty$; înfășurarea de excitație închisă pe o rezistență de descărcare, egală cu de 9 ori valoarea rezistenței înfășurării de excitație, adică $R_f = 10\,R_{fo}$; înfășurarea de excitație scurtcircuitată, adică $R_f = R_{fo}$.

Au fost obținute prin calcul, următoarele mărimi, în funcție de alunecare: cuplul electromagnetic, intensitatea curentului statoric, intensitatea curentului din înfășurarea de excitație, intensitatea curentului din fiecare bară a înfășurării de amortizare (coliviei rotorice).

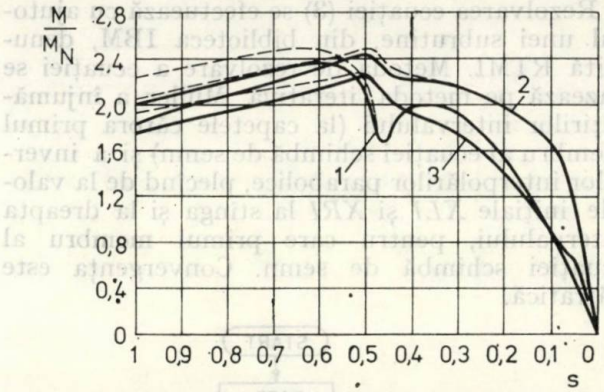


Fig. 3. Curba cuplului electromagnetic în funcție de alunecare, fără luarea în considerație a saturației magnetice (linie plină), cu luarea în considerație a saturației magnetice (linie întreruptă), pentru diferite valori ale rezistenței circuitului de excitație:

curba 1 pentru circuitul de excitație deschis: curba 2 pentru $R_f = 10\,R_{fo}$; curba 3 pentru $R_f = R_{fo}$.

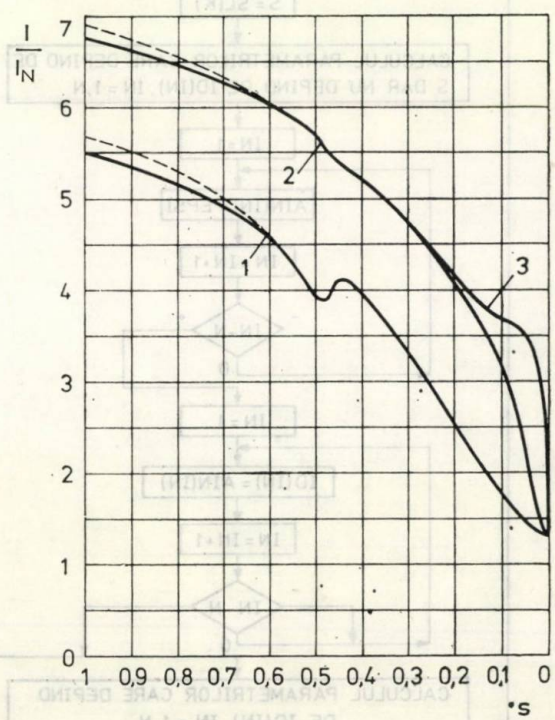


Fig. 4. Curba intensității curentului statoric în funcție de alunecare, fără luarea în considerație a saturației magnetice (linie plină), cu luarea în considerație a saturației magnetice, (linie întreruptă), pentru diferite valori ale rezistenței circuitului de excitație:

curba 1 pentru circuitul de excitație deschis; curba 2 pentru $R_f = 10\,R_{fo}$; curba 3 pentru $R_f = R_{fo}$.

În figurile 3—6 se pot vedea curbe obținute prin calcul pentru două cazuri: respectiv cînd se ia în considerație fenomenul de saturație și cînd nu se ia în considerație fenomenul de saturație. Rezultă că, dacă se ia în considerație saturația, se obțin, pentru cupluri și curenți, valori mai mari la pornire și anume cu aproximativ: 10% la cuplu; 5% la curenții din barele înfășurării de amortizare; 2% la curentul statoric. Aceste rezultate obținute prin calcul au fost confirmate și de rezultatele obținute experimental [6].

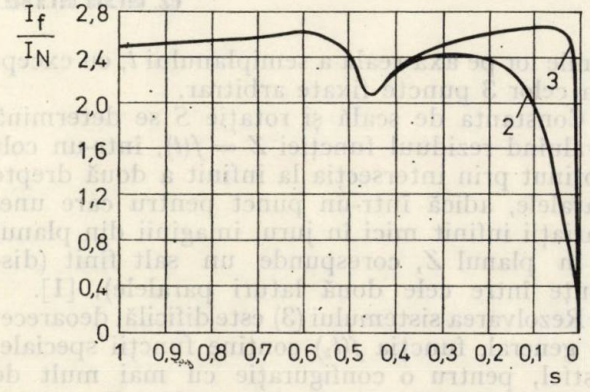


Fig. 5. Curba intensității curentului din circuitul de excitație (valorile obținute fără luarea în considerație și cu luarea în considerație a saturației magnetice sînt aici foarte apropiate). Pentru diferite valori ale rezistenței circuitului de excitație:

curba 2 pentru $R_f = 10\ R_{f0}$; curba 3 pentru $R_f = R_{f0}$.

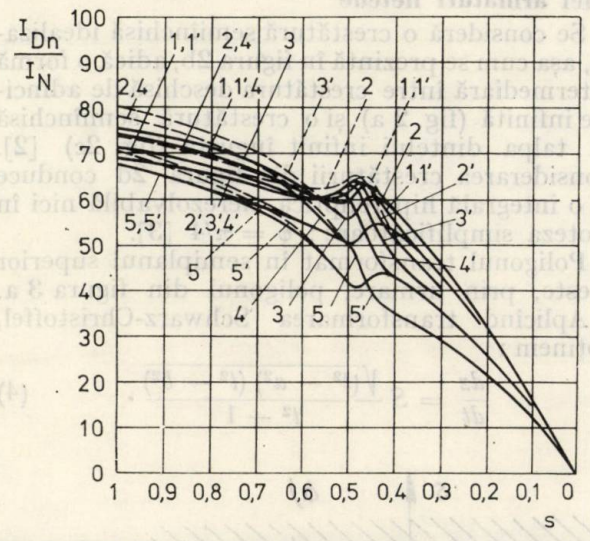


Fig. 6. Curbele intensităților curenților din barele înfășurării de amortizare, fără luarea în considerație a saturației magnetice (linie plină), cu luarea în considerație a saturației magnetice (linie întreruptă) pentru cazul $R_f = 10\ R_{f0}$. Barele de o parte a axei polului sînt notate: $n = 1, 2, 3, 4, 5$, iar barele de cealaltă parte sînt notate: $n = 1', 2', 3', 4', 5'$. Bara din mijlocul polului poate fi notată cu 1 sau 1'. Sensul de rotație a cîmpului magnetic este de la n' spre n.

7. Concluzii

S-a prezentat o nouă metodă de calcul a caracteristicilor de pornire a mașinilor sincrone cu poli aparenți din tole și înfășurare de amortizare. S-au luat în considerație toate circuitele electrice ale mașinii și, de asemenea, neuniformitatea întrefierului atît sub piesa polară, cît și în spațiul interpolar. În plus, față de metodele cunoscute anterior, s-a ținut seama și de fenomenul de saturație magnetică, produs de curentul electric din fiecare bară a înfășurării de amortizare.

Compararea rezultatelor care se obțin, în cazul în care se ține seama de saturație, cu acelea din cazul în care nu se ține seama de aceasta, arată că fenomenul de saturație conduce la o creștere a cuplului electromagnetic și a intensității curenților din barele înfășurării de amortizare, dar la o creștere relativ mică a intensității curentului statoric.

Bibliografie

[1] *Antoniu, I. S.*: Chestiuni speciale de electrotehnică. Ed. Academiei R. S. România, 1956.

[2] *Nicolaide, A.*: Studiul parametrilor electrici și al caracteristicilor de funcționare în asincron a mașinii sincron cu ajutorul calculatorului electronic numeric. In: Electrotehnica **20**, 1972, nr. 12, p. 443—450.

[3] *Nicolaide, A.*: Contribuții la studiul fenomenelor tranzitorii la pornirea mașinilor sincrone cu ajutorul sistemelor de prelucrare automată a datelor. Comunicare la Sesiunea științifică jubiliară a Universității din Brașov, 15—17 februarie 1974.

[4] *Nicolaide, A.*: Influența saturației magnetice asupra caracteristicilor de pornire în asincron a mașinilor sincrone. Comunicare la sesiunea științifică organizată cu ocazia aniversării a 25 de ani de la înființarea întreprinderii „Electroputere"-Craiova, 17—18 mai 1974.

[5] *Nicolaide, A.*: Untersuchung der Dämpferwicklung und des natürlichen Dämpfersystems der Schenkelpol-Synchronmaschinen. In: Archiv für Elektrotechnik, **53**, Bd., 2 Heft, 1969, S. 100—120.

[6] *Nicolaide, A., Drăgănescu, O.*: Influența saturației asupra caracteristicilor de pornire în asincron a mașinilor sincrone cu poli aparenți. In: Electrotehnica **18**, 1970, nr. 4, p. 121—128.

Intrat în redacție la 24 iunie 1974.

Determinarea parametrilor transformării conforme pentru crestături ale mașinilor electrice de tip semiînchis

IOAN SORAN și ROSE-MARIE SORAN* — București

CZ. 621.313:621.3.042.3

Introducere

În general, cînd se aplică metoda transformării conforme, în studiul cîmpului din diversele părți ale mașinilor electrice, se recurge la transformarea Schwartz-Christoffel, prin care interiorul unui poligon din planul Z, cu laturi drepte, este transformat în semiplanul superior $t = r + js$, printr-o funcție de transformare $Z = f(t)$. Funcția de transformare se obține integrînd ecuația diferențială :

$$\frac{dZ}{dt} = S(t - t_1)\cdot(t - t_2)\ldots(t - t_n), \qquad (1)$$

în care : $\alpha_i = \pi - \alpha_i$; α_i sînt unghiurile „pe stînga" făcute de două laturi ale poligonului în vîrful Z_i, cînd laturile poligonului sînt parcurse în sens trigonometric ;

t_i — imaginile vîrfurilor Z_i ale poligonului, ordonate pe axa reală a planului t astfel ca :

$$t_1 < \ldots < t_{i-1} < t_i < \ldots < t_n, \qquad (2)$$

S — constantă de scală și rotație.

Notațiile corespund celor din figura 1.

Imaginile a trei vîrfuri ale poligonului transformat se pot fixa arbitrar pe axa reală a semiplanului t, restul constantelor t_i obținîndu-se prin rezolvarea sistemului de ecuații :

$$Z_k = f(t_k) \; ; \; k = 1,2,\ldots,n-3, \qquad (3)$$

în care, perechile Z_k, t_k reprezintă poziția colțurilor poligonului în planul Z, respectiv, imaginile lor pe axa reală a semiplanului t, cu excepția celor 3 puncte fixate arbitrar.

Constanta de scală și rotație S se determină evaluînd reziduul funcției $Z = f(t)$, într-un colț obținut prin intersecția la infinit a două drepte paralele, adică într-un punct pentru care unei variații infinit mici în jurul imaginii din planul t, în planul Z, corespunde un salt finit (distanțe între cele două laturi paralele), [1].

Rezolvarea sistemului (3) este dificilă, deoarece, în general, funcția $f(t_k)$ conține funcții speciale. Astfel, pentru o configurație cu mai mult de două unghiuri multiplu impar de $\pi/2$, rezultă integrale eliptice. În continuare, se prezintă posibilitățile de rezolvare a sistemului (3), cînd acesta conține două ecuații cu două necunoscute, iar funcția $f(t_k)$ conține integrale eliptice.

Crestătura semiînchisă singulară situată în fața unei armături netede

Se consideră o crestătură semiînchisă idealizată, așa cum se prezintă în figura 2b, adică o formă intermediară între crestătura deschisă de adîncime infinită (fig. 2 a) și o crestătură semiînchisă cu talpa dintelui infinit îngustă (fig. 2c) [2]. Considerarea crestăturii din figura 2d conduce la o integrală hipereliptică, nerezolvabilă nici în ipoteza simplificatoare : $\varphi = \pi/4$ [3].

Poligonul transformat în semiplanul superior t este, prin urmare, poligonul din figura 3 a.

Aplicînd transformarea Schwarz-Christoffel, obținem :

$$\frac{dz}{dt} = S\,\frac{\sqrt{(t^2 - a^2)\,(t^2 - b^2)}}{t^2 - 1}. \qquad (4)$$

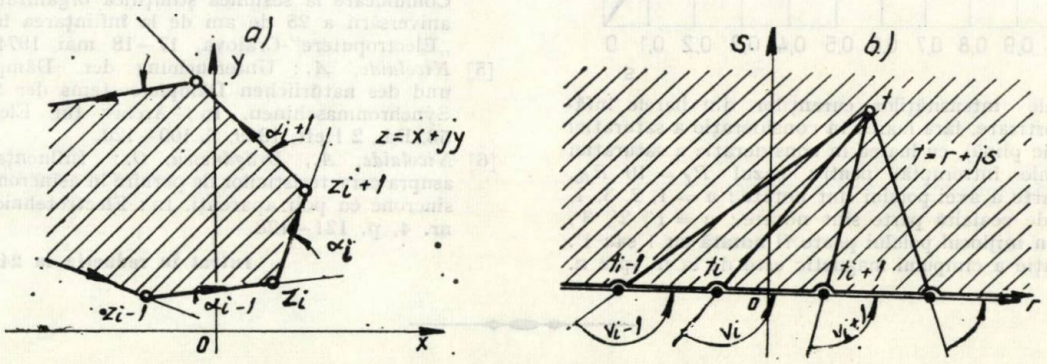


Fig. 1. Transformarea unui poligon drept în semiplanul superior t.

Evaluarea constantei de scală și rotație se face :

$$\lim_{x \to \infty} \int_{x+jo}^{x+jg} dz = j.S\,\frac{\sqrt{(1 - a^2)\,(1 - b^2)}}{2} \int_{\pi}^{0} d\varphi, \qquad (5)$$

* *Soran Ioan* este inginer principal la Catedra de mașini electrice de la Institutul politehnic din București, iar *Soran Rose-Marie* este inginer analist la Centrala industrială de energie electrică și termică.

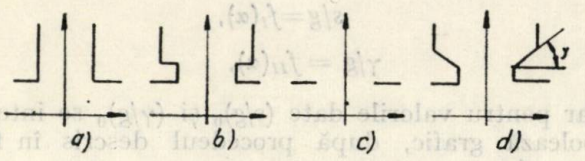


Fig. 2. Tipuri de crestături.

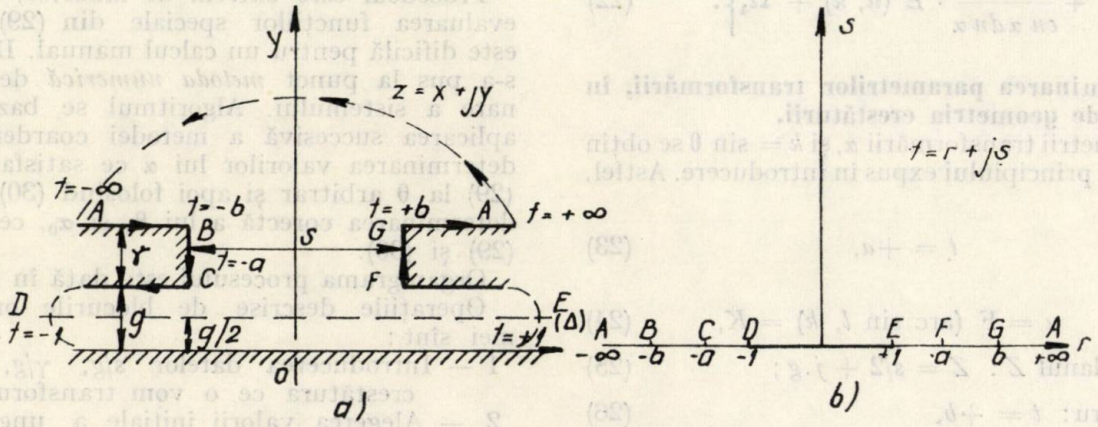


Fig. 3. Crestătura semiînchisă, idealizată, transformată.

de unde,

$$S = \frac{2g}{\pi} \frac{1}{\sqrt{(a^2-1)(b^2-1)}}. \quad (6)$$

Pentru integrare se procedează conform [2], punînd (4) sub forma :

$$\frac{dz}{dt} = \left[\sqrt{\frac{t^2-b^2}{t^2-a^2}} - \frac{a^2-1}{\sqrt{(t^2-a^2)(t^2-b^2)}} + \right.$$

$$\left. + \frac{(a^2-1)(b^2-1)}{(t^2-1)\sqrt{(t^2-a^2)(t^2-b^2)}} \right] \cdot S. \quad (7)$$

Integrarea ecuației (7) se face prin funcțiile eliptice ale lui Jacobi, introduse astfel :

$$t = a.sn\ (u,k), \quad (8)$$

$$dt = a\ .\ sn\ (u,\ k)\ .\ dn\ (u,\ k)\ du, \quad (9)$$

modulul k fiind : $k = a/b$, $(k<1)$. (10)

Ecuația diferențială (7) devine :

$$dz = Sb\ (a^2-1)\ dn + Sbdn^2u\ .\ du +$$

$$+ S \frac{(a^2-1)(b^2-1)\ a^2\ sn^2\ u}{b(1-a^2\ sn^2\ u)} \cdot du, \quad (11)$$

iar prin integrare, conform [3], obținem :

$$Z = S\left[b(a^2-1)\ .\ u + b\ .\ E(u,k) + \right.$$

$$\left. + \frac{a^2}{b}(a^2-1)(b^2-1) \int_0^{u_1} \frac{sn^2 u}{1-a^2 sn^2 u} \cdot du \right], \quad (12)$$

unde : $E\ (u,k)$ este integrala eliptică de speța II, incompletă de argument u și modul k.

Ținînd cont de (10) și de faptul că $a>1$ se pune :

$$sn\ (\alpha,\ k) = sn\ \alpha = \frac{1}{a}. \quad (13)$$

Evaluarea integralei $\int_0^u \frac{sn^2\ u}{1-a^2\ sn^2\ u}\ du$ se face conform [3] pag. 237, deoarece $\infty > a^2 > 1$:

$$\int_0^{u_1} \frac{sn^2\ u}{1-a^2 sn^2 u}\ du = -\frac{1}{a^2}\left\{ u_1 + \frac{a[u_1 Z(A,\ k) - \Omega_4]}{\sqrt{(a^2-1)(b^2-1)}} \right\}, \quad (14)$$

în care :

$Z\ (A,\ k)$ este funcția Zeta a lui Jacobi,

$$Z(A,\ k) = E(A,\ k) - \frac{E}{K} F(A,\ k), \quad (15)$$

A = arc sin $(sn\ \alpha) = \alpha$, (16)

$F(A,k)$ — integrala eliptică de speța I incompletă, de argument A și modul k;

K,E — integralele eliptice complete de speța I și II de modul k;

$K',\ E'$ — integralele eliptice complete de speța I și II, de modul complementar $k' = \sqrt{1-k^2}$.

$$\nu = \pi\ .\ u_1/2K, \quad (17)$$

$$w = \pi\ .\ F\ (\alpha,\ k)/2K, \quad (18)$$

$$p = \pi\ .\ K'/K, \quad (19)$$

$$q = e^{-2p}, \quad (20)$$

Ω_4 are expresia :

$$\Omega_4 = \frac{1}{2} \ln \frac{\sin(w+\nu)}{\sin(w-\nu)} +$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{q^m \sin(2mw) \sin(2m\nu)}{m \cdot \sin h\ (2mp)}; \quad (21)$$

Înlocuind (14) și (6) în (2) se obține, după cîteva transformări :

$$Z = \frac{2g}{\pi}\left\{\left[\frac{k^2\, sn\,\alpha\, cn\,\alpha}{dn\,\alpha} - Z(\alpha)\right]\cdot u + \right.$$
$$\left. + \frac{sn\,\alpha}{cn\,\alpha\, dn\,\alpha}\cdot E\,(u,\,k) + \Omega_4\right\}. \qquad (22)$$

Determinarea parametrilor transformării, în funcție de geometria crestăturii.

Parametrii transformării α, și $k = \sin\theta$ se obțin conform principiului expus în introducere. Astfel, pentru :

$$t = +a, \qquad (23)$$

rezultă :

$$u = \mathrm{F}\,(\arcsin\, l,\, k) = K, \qquad (24)$$

iar în planul Z : $Z = s/2 + j.g$; (25)

iar pentru : $t = +b$, (26)

rezultă : $u = \mathrm{F}\,(\arcsin\, 1/k,\, k) = K + jK$, (27)

iar în planul Z : $Z = s/2 + j(g + \gamma)$. (28)

Înlocuind (23) — (28) în (22), separînd părțile reală și imaginară, se obține un sistem de ecuații ce definesc parametrii transformării, în funcție de geometria crestăturii :

$$\frac{s}{g} = \frac{4}{\pi}\left\{\left[\frac{k^2\, sn\,\alpha\, cn\,\alpha}{dn\,\alpha} - Z(\alpha)\right]\cdot K + \right.$$
$$\left. + \frac{sn\,\alpha}{cn\,\alpha\, dn\,\alpha}\cdot E\right\}, \qquad (29)$$

$$\frac{\gamma}{g} = \frac{2}{\pi}\left\{\left[\frac{1 - cn^2\,\alpha\, dn^2\,\alpha}{sn\,\alpha\, cn\,\alpha\, dn\alpha} - Z(\alpha)\right]\cdot K' - \right.$$
$$\left. - \frac{sn\,\alpha}{cn\,\alpha\, dn\,\alpha}E' - \frac{\pi\alpha}{2K}\right\}. \qquad (30)$$

$$s/g = f_I(\alpha),$$
$$\gamma/g = f_{II}(\alpha),$$

iar pentru valorile date $(s/g)_0$ și $(\gamma/g)_0$ se interpolează grafic, după procedeul descris în figura 4.

Procedeul este extrem de laborios, deoarece evaluarea funcțiilor speciale din (29) și (30) este dificilă pentru un calcul manual. De aceea, s-a pus la punct *metoda numerică* de soluționare a sistemului. Algoritmul se bazează pe aplicarea succesivă a metodei coardei pentru determinarea valorilor lui α ce satisfac relația (29) la θ arbitrar și apoi folosind (30), pentru determinarea corectă a lui θ_0 și α_0, ce satisfac (29) și (30).

Organigrama procesului este dată în figura 5.

Operațiile descrise de blocurile organigramei sînt :

1 — Introducerea datelor s/g, γ/g, pentru crestătura ce o vom transforma ;
2 — Alegerea valorii inițiale a unghiului θ și a rațiilor de modificare a unghiului θ și a argumentului α. $\Delta\theta_1$ și $\Delta\theta_2$ nu au același semn ;
3 — Alegerea valorii inițiale a argumentului α ;
4 — Calculul primei valori a funcției f_I (α, θ) — fig. 6 ;
5 — Se verifică eroarea față de valoarea prescrisă ;
6 — Dacă eroarea este mai mică sau egală cu eroarea acceptată, procesul se continuă cu verificarea funcției f_{II} (α, θ) ;
7 — Se compară val_1 (fig. 5) cu valoarea impusă prin mărimea de intrare ;
8 — Se modifică argumentul α ;
9 — Se compară argumentul cu limita maximă (integrala de speța I completă corespunzătoare modulului $k = \sin\theta$). Dacă această limită s-a depășit, fără a găsi o soluție, programul se oprește cu STOP 1, care are această semnificație ;

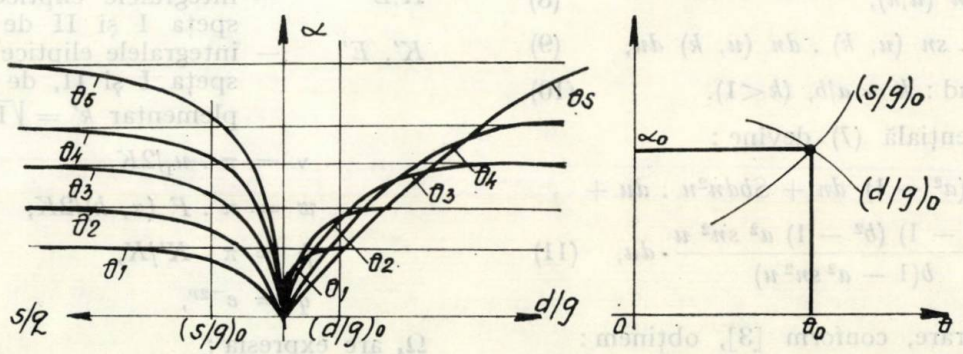


Fig. 4. Interpolarea grafică a curbelor $s/g = f_I$ (α, θ), $\gamma/g = f_{II}$ (α, θ) pentru $(s/g)_0$ și $(\gamma/g)_0$.

Sistemul de ecuații (29), (30) se poate rezolva : grafoanalitic [1] și numeric.

Metoda grafoanalitică. Dînd valori discrete lui θ se trasează, pentru fiecare θ, curbele :

10 — Se modifică argumentul α și se reia procesul ;
11 — Se calculează valoarea val_2 a procesului, $val_2 = f_I$ (α, θ) ;

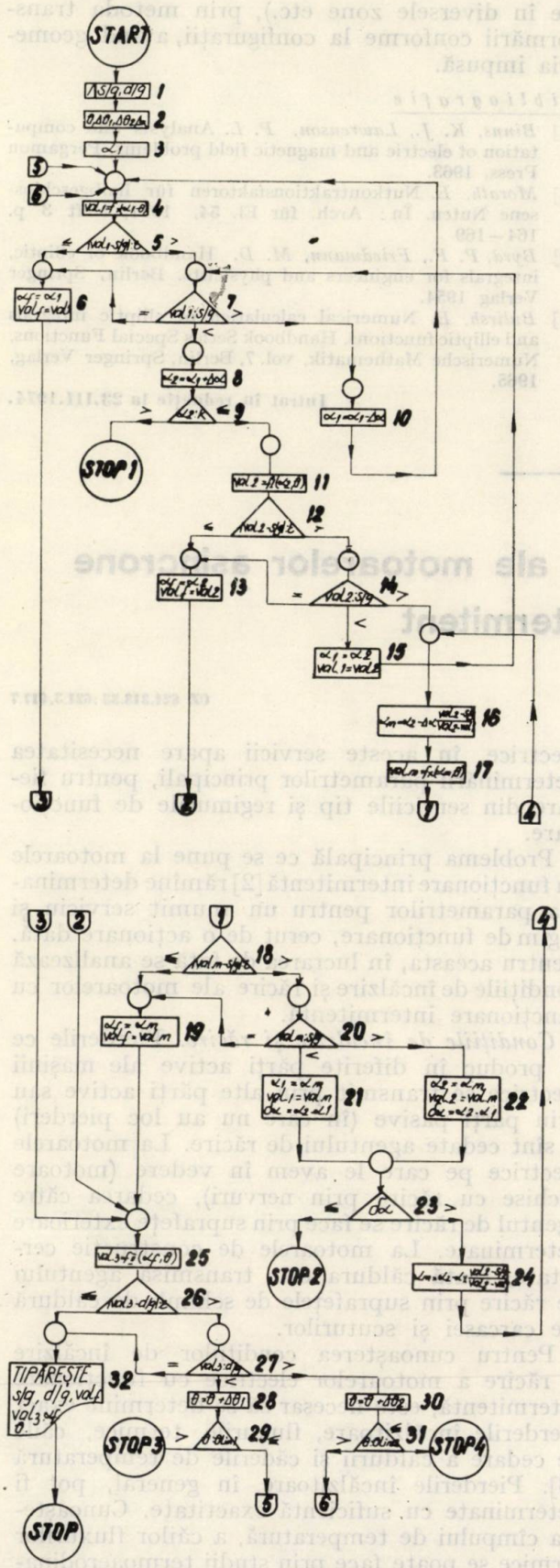


Fig. 5. Organigrama rezolvării sistemului de ecuații (29), (30).

12 — Se compară val_2 cu s/g;

13 — Dacă eroarea este admisibilă se procedează ca la 6;

14 — Similar cu 7, dacă $val_2 > s/g$ procedeul coardei se aplică între ultimele valori α_1 și α_2, avînd în mod sigur $val_1 < s/g < val_2$;

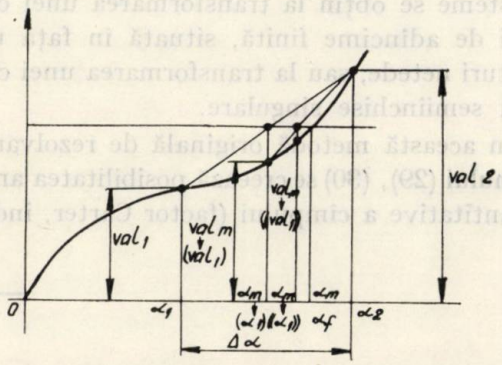


Fig. 6. Explicativă la organigrama din figura 5.

15 — Dacă $val_2 < s/g$ se asignează valorile α_2 și val_2 variabilei α_1 și val_1;

16 — Se calculează valoarea argumentului presupunînd o variație după coardă între val_1 și val_2;

17 — Se calculează val_m cu α_m;

18, 19, 20 similar cu 12, 13, 14;

21, 22 — Se fac modificările intervalului, în funcție de semnul derivatei a doua;

23 — Se verifică existența unui interval între α_1 și α_2, altfel procesul nu are sens. ($\alpha_2 \leqq \alpha_1$ conduce la STOP 2);

24 — Se calculează val_m cu α_m;

25 — Cu valorile lui θ și α_f pentru care s-a ajuns la s/g impus (cu precizie acceptată) se calculează $val_3 = f_{II}(\alpha_f, \theta)$;

26 — Se compară val_3 cu γ/g;

27 — Dacă eroarea este inacceptabilă se modifică θ în 28,30.

29 și 31 — Verifică limitele în care poate varia θ. Altfel, programul se oprește cu STOP 3 și STOP 4;

32 — Se tipăresc rezultatele obținute pentru procesul iterativ de determinare a parametrilor transformării unei crestături ce are s/g și d/g impus.

Programul a fost scris pentru un calculator FELIX C—256 al Centrului de calcul al I.P.B., folosind, pentru evaluarea integralelor și funcțiilor eliptice, subrutine scrise conform [4].

S-a făcut verificarea pentru următoarele date:

$$s/g = 9.33\,750\,; \quad \gamma/g = 0.99\,710.$$

S-a obținut: $s/g = 9{,}337\,493$; $\gamma/g = 0{,}997\,061$;

$$\theta = 45{,}00\,; \quad \alpha = 1{,}500\,019.$$

Concluzii

Algoritmul propus rezolvă într-un timp rapid cu precizia dorită, sistemul de ecuații

(29), (30), ce definesc parametrii transformării în funcție de geometria crestării.

Algoritmul este valabil pentru orice sistem de două ecuații cu două necunoscute, ce conține funcții eliptice și este asemănător din punct de vedere formal cu sistemul (29), (30). Astfel de sisteme se obțin la transformarea unei crestături de adîncime finită, situată în fața unei armături netede, sau la transformarea unei crestături semiînchise singulare.

Prin această metodă originală de rezolvare a sistemului (29), (30) se creează posibilitatea analizei cantitative a cîmpului (factor Carter, inducție în diversele zone etc.), prin metoda transformării conforme la configurații, avînd geometria impusă.

Bibliografie

[1] *Binns, K. J., Lawrenson, P. L.* Analysis and computation ot electric and magnetic field problems. Pergamon Press, 1963.

[2] *Morath, E.* Nutkontraktionsfaktoren für halbgeschlossene Nuten. În: Arch. für El. 54, 1971, Heft 3 p. 164—169

[3] *Byrd, P. F., Friedmann, M. D.* Handbook of elliptic, integrals for engineers and physicists. Berlin, Springer Verlag 1954.

[4] *Bulirsh, E.* Numerical calculation of elliptic integrals and elliptic functions. Handbook Series Special Functions, Numerische Mathematik, vol. 7, Berlin, Springer Verlag, 1965.

Intrat în redacție la 23.III.1974.

Condițiile de încălzire și răcire ale motoarelor asincrone funcționînd intermitent

CORNEL IVAN* — București

CZ 621.313.33:621.3.017.7

Introducere

Este cunoscut [1] faptul că, în producția modernă, acționarea individuală cu motoare electrice a mecanismelor de execuție s-a extins cuprinzînd majoritatea mașinilor și utilajelor. Prin astfel de acționări se asigură o funcționare rațională a acestor motoare electrice. Însă, în cazul acestor acționări, regimul de funcționare a motorului electric de acționare este impus de regimul de lucru al mecanismului acționat. Funcționarea impusă motorului electric poate rezulta separat, ca o desfășurare în timp a sarcinii, ca o desfășurare în timp a alimentării sau, de cele mai multe ori, combinat.

Pentru alegerea unui motor electric, adecvat unei acționări date, este necesară existența unor motoare electrice ai căror parametri să corespundă diverselor servicii și regimuri de funcționare. Din multitudinea de servicii de funcționare, care se pot întîlni în practica industrială, sînt definite, prin publicația CEI 34—1 și STAS 1893—72, serviciile tip : serviciul continuu (S_1), serviciul de scurtă durată (S_2), serviciul intermitent periodic (S_3), serviciul intermitent periodic cu durată de pornire (S_4), serviciul intermitent periodic cu durată de pornire și de frînare electrică (S_5), serviciul neîntrerupt de sarcină intermitentă periodică (S_6), serviciul neîntrerupt cu frînări electrice periodice (S_7) și serviciul neîntrerupt cu modificare periodică de turație (S_8). Pentru folosirea motoarelor electrice, în aceste servicii apare necesitatea determinării parametrilor principali, pentru fiecare din serviciile tip și regimurile de funcționare.

Problema principală ce se pune la motoarele cu funcționare intermitentă [2] rămîne determinarea parametrilor pentru un anumit serviciu și regim de funcționare, cerut de o acționare dată. Pentru aceasta, în lucrarea de față se analizează condițiile de încălzire și răcire ale motoarelor cu funcționare intermitentă.

Condițiile de încălzire și răcire. Pierderile ce se produc în diferite părți active ale mașinii electrice se transmit prin alte părți active sau prin părți pasive (în care nu au loc pierderi) și sînt cedate agentului de răcire. La motoarele electrice pe care le avem în vedere (motoare închise cu răcire prin nervuri), cedarea către agentul de răcire se face prin suprafețe exterioare determinate. La motoarele de construcție cercetate, toată căldura este transmisă agentului de răcire prin suprafețele de schimb de căldură ale carcasei și scuturilor.

Pentru cunoașterea condițiilor de încălzire și răcire a motoarelor electrice cu funcționare intermitentă, este necesar să se determine exact pierderile încălzitoare, fluxurile termice, căile de cedare a căldurii și căderile de temperatură [3]. Pierderile încălzitoare, în general, pot fi determinate cu suficientă exactitate. Cunoașterea cîmpului de temperatură, a căilor fluxurilor termice se poate face prin studii termoaerodinamice pe motorete, modele și pe motoare construite [4].

* *Ivan Cornel* este cercetător științific la ICPE — București.

Spre deosebire de funcționarea în serviciu continuu [5], [6], în celelalte servicii condițiile de încălzire și răcire sînt mult diferite [7], [8], [9]. Astfel, în serviciul continuu (S_1) se produc pierderi încălzitoare în tot timpul funcționării, motorul fiind răcit de aerul de răcire dat de ventilatorul motorului. În celelalte servicii există un timp (timpul de lucru) cînd se produc pierderi încălzitoare, iar răcirea se face prin suflarea cu aer (dat de ventilatorul mașinii), a părților exterioare de cedare a căldurii și un timp de pauză, cînd răcirea se face prin convecție liberă, datorită diferenței de temperatură între părțile calde și aerul imobil din apropierea părților exterioare de cedare (în acest timp, nu se produc pierderi încălzitoare). Cu alte cuvinte, încălzirea și răcirea se fac, în cele două cazuri, cu alte valori ale constantei de timp termice.

În aceste condiții, se pune problema, dacă transmisia căldurii se face pe aceleași căi preferențiale, adică se obțin pe aceste căi căderi de temperatură constante, în diferite servicii și regimuri de funcționare.

Cedarea căldurii la motoarele funcționînd intermitent. În cazul funcționării în servicii intermitente la stabilitate termică, temperaturile elementelor vor fi determinate de valorile pierderilor încălzitoare corespunzătoare fiecărei durate de acționare, precum și de valoarea acestora. Încălzirea motoarelor funcționînd în diferite servicii și regimuri este determinată de transmisia căldurii între diferitele elemente ale mașinii, precum și în interiorul elementelor.

La motoarele pe care le avem în vedere, principalele căi de cedare a căldurii sînt :

a) înfășurarea statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior de răcire ;

b) înfășurare statorică (partea frontală) — aer interior — carcasă (scut) — aer exterior de răcire ;

c) înfășurare statorică (partea frontală) — înfășurare statorică (partea din crestătură) — pachet statoric — carcasă — aer exterior ;

d) rotor — pachet statoric — carcasă — aer exterior ;

e) rotor (partea frontală) — aer interior — carcasă (scut) — aer exterior de răcire.

Pe aceste căi, fluxul termic de la elementele active (surse încălzitoare) întîlnește alte elemente active și diverse elemente pasive, care joacă rolul numai de transmițătoare de căldură. Rezultă, astfel, că încălzirea este determinată de toate interacțiunile dintre elementele termice ale mașinii.

Pentru a determina încălzirea în cazul motoarelor funcționînd intermitent, s-a urmărit cedarea căldurii pe următoarele căi :

a) partea frontală a bobinajului statoric — partea bobinajului din crestătură — pachet statoric — carcasă — aer exterior ;

b) partea frontală a bobinajului statoric —aer din jurul părții frontale — carcasă — aer exterior.

De asemenea, s-au urmărit :

a) transmisia căldurii în lungul pachetului statoric ;

b) transmisia căldurii în lungul înfășurării statorice.

Rezultate experimentale. S-au făcut studii experimentale comparative în serviciul continuu (S_1) și în serviciul intermitent periodic (S_3). În toate serviciile studiate regimul de funcționare a fost determinat astfel ca să se obțină aceeași încălzire. Studiile experimentale s-au executat pe mai multe motoare din gabaritele 132, 160, 225 și 280.

Pentru urmărirea transmisiei căldurii la motoarele studiate, s-au măsurat temperaturile a 7 elemente :

1. scut ; 2. carcasă ; 3. pachet statoric ; 4. partea frontală a înfășurării statorice ; 5. partea din crestătură a înfășurării statorice ; 6. aer sub partea frontală a înfășurării ; 7. aer deasupra părții frontale a înfășurării.

Cele 7 elemente au fost împărțite în două părți egale printr-un plan transversal pe axul mașinii, la mijlocul pachetului statoric. Termocuplele s-au poziționat după cum se arată în figura 1.

Pentru punerea în evidență a căilor de cedare a căldurii și a căderilor de temperatură la funcționarea în diferite servicii, se prezintă rezultatele experimentale pe motoare construite.

Transmisia căldurii pe prima cale se face de la capul de bobină la partea de bobină aflată în crestătură, de aici, spre dinți și jugul statoric, apoi la carcasă și, de aici, spre aerul de răcire dat de ventilatorul mașinii. Căderile de temperatură între capul de bobină, pachet statoric carcasă și aer exterior, pentru funcționarea în serviciul continuu (S_1) și serviciul intermitent periodic (S_3), la duratele de acționare de 60, 40 și 25%, în partea opusă ventilatorului, pentru motorul gabarit 132 *M*, 1000 rot/min, 7,5 kW la $DA = 100\%$, obținute experimental sînt prezentate în figura 2.

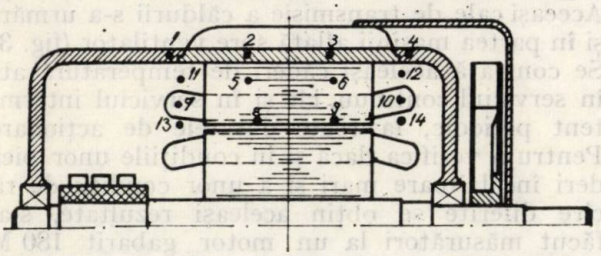


Fig. 1. Poziția termocuplelor introduse în motorul electric.

Căderile de temperatură între capul de bobină și miezul statoric, între miezul statoric și carcasă și, între carcasă și aerul exterior, obținute în serviciul continuu (S_1), sînt aproximativ

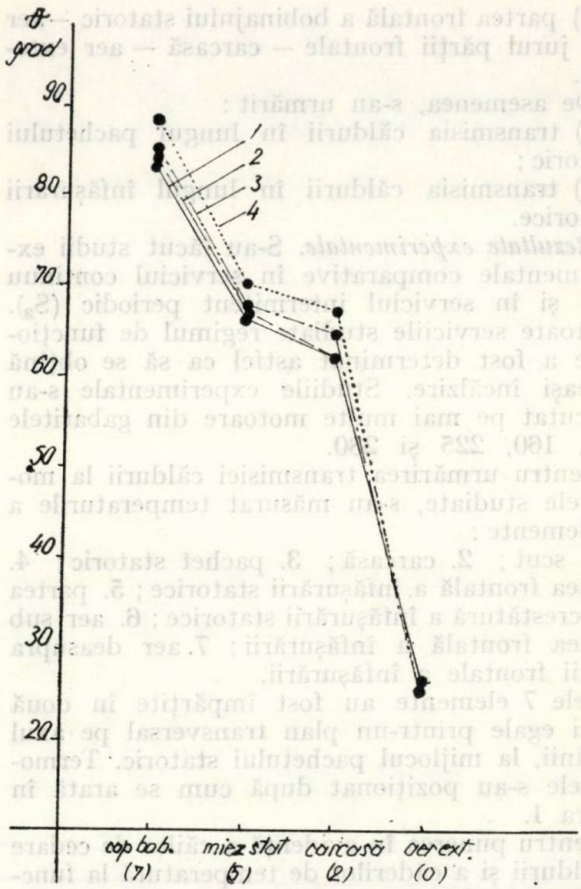


Fig. 2. Transmisia căldurii; partea frontală a înfășurării statorice — miez statoric — carcasă — aer exterior (partea opusă ventilatorului) :
1 — serviciul S_1 DA — 100%; 2 — serviciul S_3 DA — 60% 3 — serviciul S_3 DA — 40%; 4 — serviciul S_3 DA — 25%.

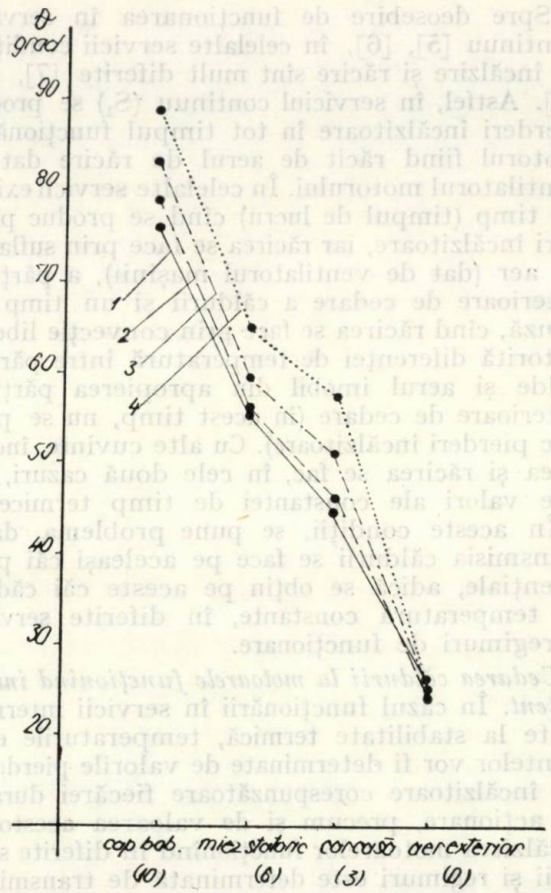


Fig. 3. Transmisia căldurii: partea frontală a înfășurării statorice — miez statoric — carcasă — aer exterior (partea spre ventilator) :
1 — serviciul S_1 DA — 100%; 2 — serviciul S_3 DA — 60%; 3 — serviciul S_3 DA — 40%; 4 — serviciul S_3 DA — 25%.

egale cu cele din serviciul intermitent periodic (S_3), la duratele de acționare 60, 40 și 25%. Aceeași cale de transmisie a căldurii s-a urmărit și în partea mașinii aflată spre ventilator (fig. 3). Se constată aceleași căderi de temperatură atît în serviciul continuu, cît și în serviciul intermitent periodic, la toate duratele de acționare. Pentru a verifica dacă și în condițiile unor pierderi încălzitoare mari și a unor condiții de răcire diferite se obțin aceleași rezultate, s-au făcut măsurători la un motor gabarit 180 M, 1 000 rot/min, 23 kW la $DA = 100$ % în serviciul intermitent periodic, la durata de acționare 40%, cu valorile din serviciul S_1. Valorile temperaturilor obținute experimental sînt prezentate în figura 4.

Căderile de temperatură, între diferitele elemente, se mențin aproximativ constante și în acest caz. Încălzirea capului de bobină, obținută în serviciul S_3, cu valorile de regim din serviciul S_1, are, însă, o valoare ridicată, ceea ce se explică prin faptul că pierderile încălzitoare din cuprul înfășurării sînt mari în această situație, iar răcirea (în condiții de suflare a aerului de răcire de către ventilatorul motorului) se face într-un timp scurt (40% din durata ciclului), astfel că transmisia căldurii de la capul de bobină este diminuată. În comparație cu cazul încălzirii capului de bobină, căderea de temperatură pe celelalte elemente (pachet statoric, carcasă) are aceeași valoare ca în serviciul intermitent periodic, lucru ce se explică prin aceea că pachetul de tole, respectiv carcasa, transmit mult mai bine căldura, chiar în condițiile cînd suprafața de cedare nu este suflată de aer. Acesta se poate explica și prin valoarea diferită a constantei de timp termice :

$$T = \frac{m \cdot c}{\alpha \cdot S}, \quad (s)$$

în care :

m este masa elementului (kg);

c — căldura specifică $\left(\frac{W \cdot s}{kg \cdot grad}\right)$;

S — suprafața de răcire (m);

α — coeficientul de cedare a căldurii $\left(\frac{W}{m^2 \text{ grad.}}\right)$.

A doua cale urmărită, de cedare a căldurii, este de la partea frontală a bobinajului statoric, la aerul care o înconjoară, de aici la scut și, apoi, căldura este preluată de aerul de răcire.

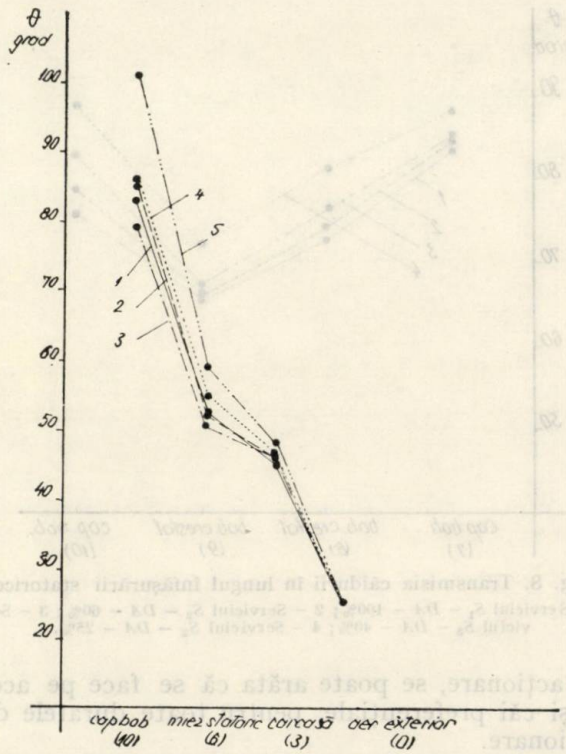


Fig. 4. Transmisia căldurii: partea frontală a înfășurării statorice — miez statoric — carcasă — aer exterior (partea spre ventilator), motor gabarit 180 M:

1 — serviciul S_1 — DA — 100%; 2 — serviciul S_2 — DA — 60%; 3 — serviciul S_3 — DA — 40%; 4 — serviciul S_3 — DA 25%; 5 — serviciul S_3DA — 40% cu regimul de la S_1.

Valorile temperaturilor elementelor care constituie calea de cedare a căldurii pentru partea motorului, opusă ventilatorului și pentru cea dinspre el sînt prezentate în figura 5, respectiv figura 6. Menționăm că, la analiza valorilor obținute, trebuie avut în vedere că la temperatura aerului de sub partea frontală a bobinajului contribuie și căldura degajată de la rotor. Analizînd rezultatele obținute, se observă că sînt aproximativ aceleași căderi de temperatură pe diferite porțiuni ale căii de transmisie a căldurii. De menționat că, pînă la o anumită valoare a pierderilor încălzitoare (ce corespund unei anumite durate de acționare), transmisia căldurii se face de la partea frontală a înfășurării la aerul de sub ea. Pentru valori mai mari, datorită pierderilor încălzitoare mari în înfășurarea rotorică și cedării de căldură mai bună a rotorului, aerul din imediata vecinătate a capetelor de bobină rotorice și statorice este încălzit la o temperatură ridicată. Aceasta face ca degajarea căldurii să fie de la aerul de sub capul de bobină spre capul de bobină și, de aici, o parte spre înfășurarea din crestătură, și o parte spre aerul de deasupra capului de bobină, urmînd calea indicată mai sus.

Cedarea căldurii în lungul pachetului de tole statoric. Pachetul statoric fiind elementul termic cu constanta de timp termică cea mai mare va sesiza mult mai puțin schimbările condițiilor de răcire (perioadele în care suprafața este spălată de aerul de răcire dat de ventilator și perioadele în care răcirea se face prin convecție liberă), dată fiind succesiunea mare în timp a acestor perioade.

Analizînd valorile (fig. 7) temperaturilor pachetului de tole măsurate la jumătatea înălțimii jugului statoric (în mijlocul fiecărei părți în care s-a împărțit longitudinal motorul), se constată existența unui gradient axial de temperatură. Diferența de temperatură, ce apare între cele două părți, se datorește condițiilor de răcire diferite. Această diferență scade pe măsură ce pierderile încălzitoare cresc și condițiile de răcire se înrăutățesc (timpul cît carcasa este spălată de aerul de răcire scade). În timpul în care carcasa nu este suflată de aerul de răcire dat de ventilator, are loc o cedare termică între părțile mașinii cu temperaturi diferite (o egalizare a temperaturilor diferitelor părți).

Căderea căldurii în lungul înfășurării. Pentru urmărirea repartiției temperaturii în înfășurare, s-a măsurat temperatura părților frontale ale înfășurării și ale părții din crestătură. Rezultatele obținute pentru cazul exemplului considerat sînt prezentate în figura 8.

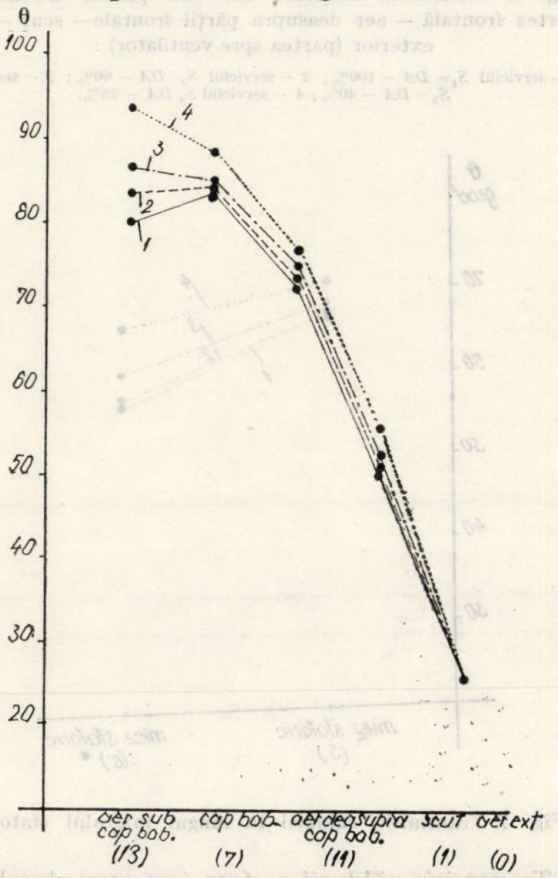


Fig. 5. Transmisia căldurii: aer sub partea frontală a înfășurării — partea frontală — aer deasupra părții frontale — scut — aer exterior (partea opusă ventilatorului):

1 — serviciul S_1 — DA — 100%; 2 — serviciul S_2 — DA — 60%; 3 — serviciul S_3 — DA — 40%; 4 — serviciul S_3 — DA — 25%.

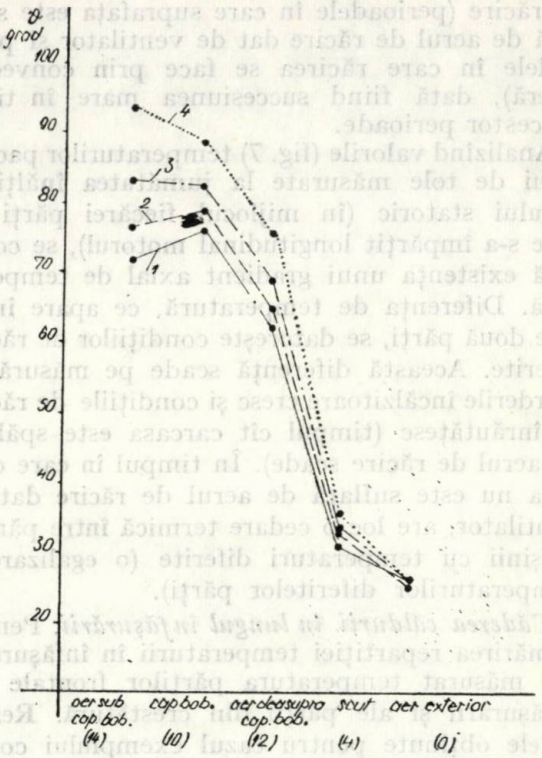


Fig. 6. Transmisia căldurii: aer sub partea frontală — partea frontală — aer deasupra părții frontale— scut — aer exterior (partea spre ventilator):

1 — serviciul S_1 — DA — 100%; 2 — serviciul S_2 DA — 60%; 3 — serviciul S_3 — DA — 40%; 4 — serviciul S_3 DA — 25%.

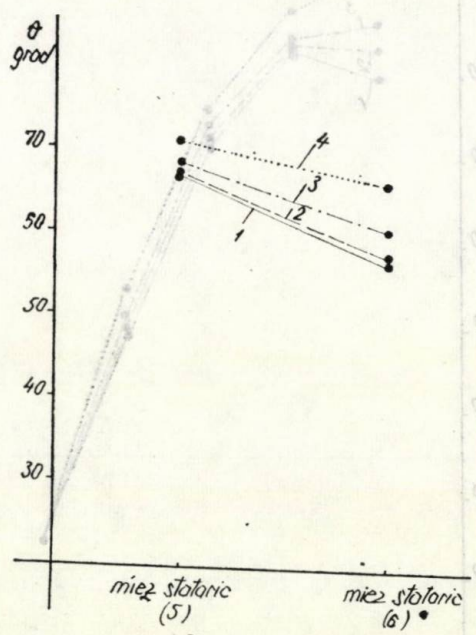


Fig. 7. Transmisia căldurii în lungul miezului statoric.

Transmisia căldurii se face (așa cum de altfel s-a văzut și în figura 3), de la capetele de bobină spre partea înfășurării din crestătură. În ceea ce privește transmisia căldurii la diferite durate

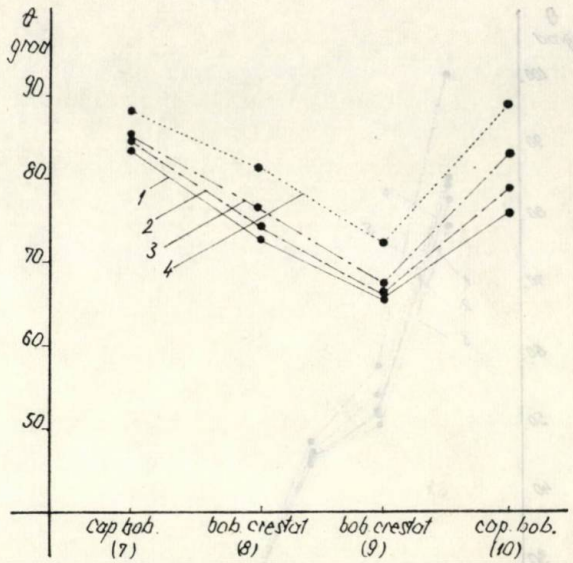


Fig. 8. Transmisia căldurii în lungul înfășurării statorice; 1 — Serviciul S_1 — DA — 100%; 2 — Serviciul S_2 — DA — 60%; 3 — Serviciul S_3 — DA — 40%; 4 — Serviciul S_3 — DA — 25%.

de acționare, se poate arăta că se face pe aceleași căi preferențiale, pentru toate duratele de acționare.

Concluzii și observații

La alegerea unui motor electric corespunzător unei acționări date, apare necesitatea existenței unor motoare electrice ai căror parametri să corespundă diverselor servicii și regimuri de funcționare care intervin în exploatare.

În vederea găsirii unor metode eficiente de determinare a parametrilor, se impune studiul condițiilor de încălzire și răcire a motoarelor funcționînd intermitent. În legătură cu aceasta, se prezintă rezultatele studiilor privind condițiile de încălzire și răcire la motoarele asincrone cu suflare exterioară, pentru cazul funcționării în serviciul continuu (S_1) și în serviciul intermitent periodic (S_3). S-au urmărit, astfel, transmisia căldurii pe principalele căi, precum și diferențele de temperatură între diferitele elemente termice. Experimental, s-a verificat că transmisia căldurii între diferitele elemente ale motoarelor asincrone funcționînd intermitent se face pe aceleași căi preferențiale, la toate duratele de acționare.

Repartiția temperaturilor la motoarele studiate a fost obținută prin măsurarea a 7 elemente. Cunoașterea repartiției temperaturilor permite determinarea unor gradienți de temperatură. Determinarea, spre exemplu, a existenței gradientului axial de temperatură a condus la ideea împărțirii mașinii axial în două părți și a urmării transmisiei căldurii separat pe fiecare parte.

Din încercările experimentale a rezultat o diferență de temperatură între pachetul statoric și carcasă de 4—8 grade, ceea ce se explică prin existența unui strat de aer între ele. De

asemenea, între capul de bobină și aerul ce îl înconjoară rezultă o diferență de temperatură de 10—15 grade. Rezultă, de aici, importanța considerării aerului din interiorul mașinii ca element termic. Totodată, a rezultat influența mare pe care o au condițiile de răcire; astfel, în partea spre ventilator se obțin încălziri mult mai mici la DA mare și respectiv, mult mai mari, la DA mic, la partea opusă ventilatorului.

La funcționarea în servicii intermitente, apar încălziri mai mari ale elementelor, de la care transmisia căldurii se face mai greu. Temperatura maximă obținută experimental la un număr însemnat de motoare asincrone cu suflare exterioară unidirecțională este la partea frontală a înfășurării opusă ventilatorului.

Cunoașterea temperaturii diferitelor elemente, precum și a căderilor de temperatură pe căile de transmisie permite determinarea locurilor unde transmisia este îngreuiată și, deci, se pot lua măsuri pentru o mai bună transmisie în aceste locuri. Pe baza cunoașterii modulului de cedare a căldurii la motoarele funcționînd intermitent, se pot determina parametrii pentru fiecare din serviciile și regimurile în care el este pus să funcționeze.

Bibliografie

[1] *Quandri, G.* Technique d'emploi des moteurs asynchrones industriel et de leur appareillage. Ed. Eyrolles, Paris, 1965.

[2] *Gotter, G.* Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen. Springen Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1954.

[3] *Sceastlivîi, G.* Studiul cedării de temperatură în mașinile electrice. In: Elektrotehnica, URSS, nr. 8, 1966.

[4] *Schubert, E.* Wärneübergangszahlen an Wickelköpfen und Lagerschilden geschlossener Asynchronmaschine. In: Elektrie, **22**, nr. 4, 1968, p. 160—162.

[5] *Beneche, W.* Temperaturfeld und Wärmefluss einer elektrischer Maschinen oberflächengekühlten Drehstrommotoren mit Käfigläufer. In: ETZ-A **87**, nr. 13, 1966, p. 455—459.

[6] *Hak, J.*: Die inneren axialen Widerstünde einer elektrischen Maschinen. In: Arch. Elektrotechn., **43**, nr. 1, 1957, p. 58—76.

[7] *Berger, W.* Les moteurs, type metallurgie, à courant continuu pour sevices auxiliairres. In: Revue Brown Boveri, tome **56**, nr. 1, 1969, p. 36—42.

[8] *Suiskii, P.* Cercetarea încălzirii motoarelor asincrone în scurtcircuit din seriile A și A0 cu putere 0,6—11 kW în regim intermitent. In: Elektricestvo, nr. 12, 1958, p, 44—48.

[9] *Sinaiskii, M.* Cu privire la încălzirea motoarelor electrice asincrone în regim intermitent. În: VEP, nr. 6, 1956.

Intrat în redacție la 17.XII.1973.

Evaluarea pierderilor suplimentare în înfășurările transformatoarelor electrice realizate din folie conductoare

ANA SOFIA DICULESCU, AUGUSTIN MORARU*—București

CZ 621.314.2.017.6 :621.3.045.5

Introducere

Utilizarea foliei de aluminiu în construcția transformatoarelor electrice (de distribuție — de mică putere) a căpătat o largă răspîndire în ultimii 20 de ani [1], [2], [3].

Înfășurările din folie de aluminiu prezintă anumite avantaje tehnico-economice: au un coeficient de umplere ridicat (izolația conductorului coincide cu izolația de strat), tensiunea lor pe spiră coincide cu tensiunea pe strat, au caracteristici termice bune (asigură condiții bune pentru evacuarea căldurii și pentru evitarea formării de puncte cu temperaturi ridicate), tehnologia de fabricație este simplă ș.a.

Literatura de specialitate cuprinde mai ales material descriptiv despre transformatoarele cu înfășurări din folie conductoare, dar există mai puține referiri la problemele teoretice ale funcționării unor astfel de înfășurări.

* Ing. *Ana Sofia Diculescu* este șef de lucrări, iar dr. ing. *Augustin Moraru* este conferențiar la Institutul politehnic-București.

În aceste transformatoare se folosesc fie folii de lățime egală cu înălțimea înfășurării transformatorului, fie o înfășurare în galeți la care lățimea foliei este egală numai cu înălțimea galetului. Oricum însă, lățimea foliei utilizate este de ordinul de mărime al înălțimii înfășurărilor transformatorului.

Datorită componentei radiale a cîmpului magnetic de dispersie a înfășurărilor, respectiv cîmpului electric indus în folie de această componentă, curentul se repartizează neuniform în direcție axială în secțiunea foliei conductoare. Ca urmare, în folie apar pierderi suplimentare (în comparație cu repartiția de curent uniformă, de curent continuu), a căror evaluare prezintă o mare importanță teoretică și practică.

Pierderile suplimentare datorate componentei axiale a cîmpului magnetic de dispersie sînt cu totul neglijabile, grosimea foliei fiind mică.

Metodele și formulele simplificate folosite pentru calculul pierderilor suplimentare la transformatoarele cu înfășurări obișnuite [4], [5], nu sînt aplicabile în cazul transformatoarelor cu folie.

În lucrarea [6] se stabilește o expresie de calcul a pierderilor suplimentare în înfășurările din folie (în anumite ipoteze simplificatoare), cu ajutorul metodei iterației, folosind prima iterație.

În lucrarea [7] s-a abordat cazul în care o singură înfășurare a transformatorului este realizată din folie ; se admite că densitatea de curent în folie este funcție numai de coordonata axială, cîmpul de dispersie este plan-paralel, iar în înfășurarea de înaltă tensiune densitatea de curent este constantă. În aceste ipoteze se obține, pentru densitatea de curent din înfășurarea în folie, o ecuație integrală de tip Fredholm, care se rezolvă numeric, obținînd astfel alura de variație a componentelor densității de curent și factorul de majorare a pierderilor.

În prezenta lucrare se stabilește o metodă mai generală, aplicabilă transformatoarelor cu înfășurări oarecare (pot fi și ambele cu folie) și dispuse oricum, în ipoteza considerării cîmpului de dispersie plan-paralel. Cum se arată mai departe, metoda folosită este reductibilă la o teorie de circuit, similară cu cea dezvoltată în lucrările [8] și [9] pentru calculul distribuției curenților în căile de curent ale transformatoarelor pentru curenți mari.

Ecuația curentului unui conductor elementar. Secțiunea înfășurărilor transformatorului se consideră descompusă într-o sumă de conductoare elementare, care apoi se pot conecta în serie sau în paralel, după modul în care este realizată înfășurarea (din conductoare masive, folii, conductoare izolate ș.a.m.d.). Se va stabili ecuația corespunzătoare unui asemenea conductor elementar.

Se consideră problema plan-paralelă.

Este cunoscut că potențialul magnetic vector complex al cîmpului magnetic într-un punct de coordonate x, y, dat de un curent $\underline{I}$ (fig. 1) are

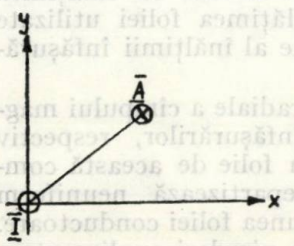


Fig. 1. Referitor la potențialul magnetic vector al cîmpului magnetic dat de un curent $\underline{I}$.

numai componentă normală pe planul xoy, dată de expresia :

$$\underline{A} = -\frac{\mu_0 \underline{I}}{2\pi} \ln r. \tag{1}$$

Dacă se dă distribuția densității de curent $\underline{J}(\xi, \eta)$ într-un domeniu D (fig. 2), se pot calcula potențialul magnetic vector complex al cîmpului magnetic produs de această distribuție, cîmpul inducției magnetice, fluxul magnetic și tensiunea electromotoare indusă într-un circuit închis. Expresia potențialului magnetic vector

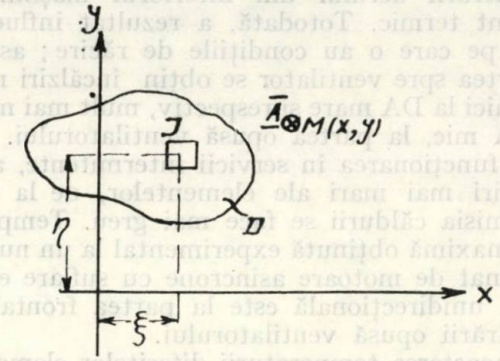


Fig. 2. Referitor la potențialul magnetic vector al cîmpului magnetic dat de o distribuție de curent $\underline{J}$.

complex într-un punct M de coordonate x, y, este :

$$\underline{A} = -\frac{\mu_0}{2\pi} \iint_D \underline{J}(\xi, \eta) \ln \sqrt{(\xi - x)^2 + (\eta - y)^2}\, d\xi\, d\eta. \tag{2}$$

Inducția magnetică se deduce apoi cu relația :

$$\underline{\bar{B}} = \text{rot } \underline{\bar{A}}.$$

Cîmpul fiind plan și $\underline{\bar{A}} = \bar{k}\underline{A}$, pentru componentele inducției magnetice rezultă relațiile :

$$\underline{B}_x = \frac{\partial \underline{A}}{\partial y}; \quad \underline{B}_y = -\frac{\partial \underline{A}}{\partial x}. \tag{3}$$

Fluxul magnetic elementar pe unitatea de lungime a unui conductor perpendicular pe planul xoy va fi :

$$d\Phi = \underline{B}_x\, dy - \underline{B}_y\, dx = \frac{\partial \underline{A}}{\partial y} dy + \frac{\partial \underline{A}}{\partial x} dx. \tag{4}$$

Integrînd relația (4) pentru un circuit $a\ b\ c\ d\ a$ din figura 3, format dintr-un conductor de curent (x, y) și unul de referință (x_0, y_0), rezultă :

$$\underline{\Phi} - \underline{\Phi}_0 = \underline{A} - \underline{A}_0. \tag{5}$$

Tensiunea electromotoare pe unitate de lungime indusă în circuitul format din două conductoare elementare va fi :

$$\underline{E} = -j\omega\, (\underline{\Phi} - \underline{\Phi}_0) = -j\, \omega\, (\underline{A} - \underline{A}_0). \tag{6}$$

Considerînd conductoarele circuitului respectiv de rezistivități ρ și ρ_0 rezultă :

$$\underline{E} - \rho \underline{J} + \rho_0 \underline{J}_0 = 0,$$

sau :

$$-j\omega\underline{A} - \rho\underline{J} = -\rho_0\underline{J}_0 - j\omega\underline{A}_0 = -\underline{U}. \quad (7)$$

Tensiunea de referință $\underline{U}$ se va determina din condiții care se precizează prin alegerea circuitului de referință.

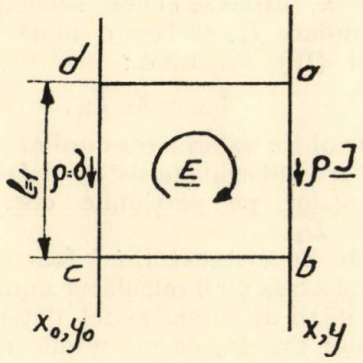


Fig. 3. Referitor la tensiunea electromotoare indusă într-un circuit închis.

Dacă se ține seama de expresia (2) a potențialului magnetic vector, rezultă ecuația integrală a densității de curent :

$$\underline{J} = \sigma\underline{U} + \\ + \frac{j\omega\sigma\mu_0}{2\pi}\iint_D \underline{J}(\xi, \eta)\sqrt{\ln(x-\xi)^2+(y-\eta)^2}\, d\xi\, d\eta, \quad (8)$$

în care : $\sigma = 1/\rho$ este conductivitatea materialului conductor. Pentru rezolvarea ecuației (8) se apelează la metode numerice, în care scop se discretizează ecuația respectivă.

Se definește o împărțire a domeniului D în "n" subdomenii simplu conexe D_k, astfel alese, încît în limita fiecăruia să se poată considera densitatea de curent, conductivitatea și tensiunea constante, sau acestea să reprezinte valori medii ale mărimilor respective pe subdomeniile D_k :

dacă $M(x, y) \in \{D_k\}$, atunci $\underline{J} = \underline{J}_k$; $\sigma = \sigma_k$;

$$\underline{U} = \underline{U}_k. \quad (9)$$

Notînd cu S_k aria secțiunii domeniului D_k și cu $\underline{I}_k = S_k\,\underline{J}_k$, curentul secțiunii respective, rezultă pentru fiecare domeniu D_k o ecuație de forma :

$$\underline{I}_D = \sigma_k\, S_k\, \underline{U}_k + j\frac{\omega\sigma_k\mu_0}{2\pi}\iint_k \underline{J}(\xi, \eta)\cdot \\ \cdot\left\{\iint_{D_k} \ln\sqrt{(x-\xi)^2+(y-\eta)^2}\, dx\, dy\right\} d\xi\, d\eta. \quad (10)$$

Se notează cu g_{ik} distanța medie geometrică dintre domeniile D_i și D_k, definită prin relația :

$$\ln g_{ik} = \\ = \frac{1}{S_i S_k}\iint_{D_i}\left\{\iint_{D_k} \ln\sqrt{(x-\xi)^2+(y-\eta)^2}\, dx dy\, d\xi d\eta\right. \quad (11)$$

Cu această notație, ecuația (10) devine :

$$\underline{I}_k = \sigma_k\, S_k\left\{\underline{U}_k + \frac{j\omega\mu_0}{2\pi}\sum_i \underline{I}_i \ln g_{ik}\right\}. \quad (12)$$

Pentru o mai bună sistematizare a rezultatelor se notează :

$R_k = \dfrac{1}{S_k\,\sigma_k}$ — rezistența pe unitate de lungime a conductorului elementar k și

$X_{ik} = \dfrac{\omega\mu_0}{2\pi}\ln\dfrac{a}{g_{ik}}$ reactanța mutuală de calcul dintre porțiunile i și k ale secțiunilor respective, amplasate într-un cilindru supraconductor de rază a.

Astfel, ecuația (12) se poate scrie sub forma :

$$R_k\,\underline{I}_k + j\sum_i X_{ik}\,\underline{I}_i = \underline{U}_k. \quad (13)$$

Notînd cu $\underline{I}$ vectorul curenților (avînd componentele $\underline{I}_k$), cu $\underline{U}$ vectorul tensiunilor (cu componentele $\underline{U}_k$), cu $\boldsymbol{R}$ matricea diagonală a rezistențelor (cu termen diagonal R_k) și cu $\boldsymbol{X}$ matricea simetrică a reactanțelor (cu termenul general X_{ik}), sistemul (13) se reduce la ecuația matricială :

$$(\boldsymbol{R} + j\boldsymbol{X})\underline{I} = \underline{\boldsymbol{U}}. \quad (14)$$

Prin discretizarea ecuației integrale (8) s-a obținut deci, un sistem de ecuații de circuit, care s-ar fi putut scrie și direct, ca în [8] și [9], fără a cunoaște însă exact semnificația termenilor care intervin.

Calculul distribuției de curent într-o înfășurare cu folie conductoare. Se consideră fiecare înfășurare divizată în sens axial și radial în n_1, respectiv n_2 porțiuni. Dacă înfășurările sînt constituite din galeți din folie, divizarea se referă la ansamblul de galeți.

Se au în vedere cîteva ipoteze simplificatoare, acceptate în mod general la rezolvarea unor astfel de probleme.

---

* La un sistem complet de curenți $\sum_k \underline{I}_k = 0$, mărimea razei a nu influențează rezultatele calculelor de determinare a curenților I.

Se neglijează influența curbării înfășurărilor și, deci, problema poate fi considerată plan-paralelă. Se presupun nuli curenții de magnetizare și se consideră infinită permeabilitatea fierului. De influența coloanelor din material feromagnetic se ține seama prin metoda imaginilor (fig. 4).

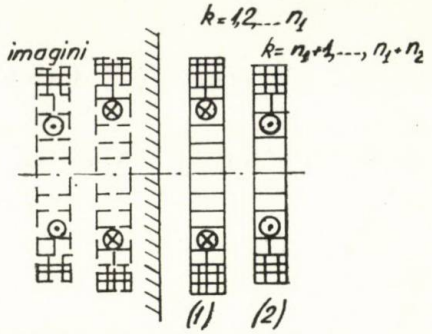


Fig. 4. Referitor la secțiunea printr-un transformator cu partiționarea înfășurărilor în domenii.

Numerotînd toate domeniile secțiunii prin înfășurările transformatorului de la 1 la $M = 2(n_1 + n_2)$, rezultă sistemul de ecuații de tipul (14), în care : $\boldsymbol{I}$ și $\boldsymbol{U}$ sînt vectori cu M componente, $\boldsymbol{R}$ matricea diagonală a rezistențelor și $\boldsymbol{X}$ matricea simetrică a reactanțelor, de dimensiuni $M \times M$. Se observă că, sistemul curenților prezintă o dublă simetrie de repartiție în raport cu axa de simetrie a înfășurării și în raport cu suprafața miezului magnetic. Astfel, sistemul de ecuații se poate reduce la ordinul $N = \frac{M}{4}$, considerînd însă în noua matrice a reactanțelor $\boldsymbol{X}'$ (a sistemului redus) elementul general egal cu suma a patru reactanțe de calcul ale unui element, în raport cu elementele din prima secțiune și din secțiunile simetrice parcurse de același curent.

Diversele domenii (conductoare) elementare se conectează între ele în paralel sau în serie. Fie partiția D_1^l (cu $l = 1, \ldots p$) a domeniilor D_k din secțiunea înfășurării primare, care se conectează în paralel, formînd p spire și D_2^l (cu $l = 1, \ldots s$), partiția domeniilor D_k din secțiunea înfășurării secundare, care se conectează în paralel, formînd s spire secundare.

Pentru a exprima condiția de conectare în paralel a porțiunilor aflate într-o aceeași grupare D_1^l sau D_2^l și condiția însumării curenților :

$$\underline{I}_p = \sum_{k \in D_1^l} \underline{I}_k, \text{ pentru } l = 1, \ldots p,$$

$$\underline{I}_s = \sum_{k \in D_2^l} \underline{I}_k, \text{ pentru } l = 1, \ldots s,$$

este necesară, într-o primă etapă, inversarea sistemului (14), obținîndu-se relația matricială :

$$\underline{\boldsymbol{I}} = \underline{\boldsymbol{Y}}\,\underline{\boldsymbol{U}}. \tag{15}$$

Apoi, ținînd seama că egalitatea componentelor vectorului tensiunilor $\boldsymbol{U}$ ale elementelor conectate în paralel duce la însumarea admitanțelor pe linii în cadrul domeniilor D_1^l, respectiv D_2^l, iar însumarea componentelor vectorului curenților $\boldsymbol{I}$ pentru a da I_p (solenație primară), respectiv I_s (solenație secundară), duce la însumarea admitanțelor pe coloane în cadrul domeniilor D_1^l și D_2^l, rezultă sistemul restrîns de forma :

$$\underline{\boldsymbol{I}}_\varepsilon = \underline{\boldsymbol{Y}}_\varepsilon\,\underline{\boldsymbol{U}}_\varepsilon. \tag{16}$$

Dat fiind că, inițial se cunosc solenațiile primare $\underline{I}_p$ și secundare $\underline{I}_s$, se face o nouă inversare a sistemului (16), rezultînd :

$$\underline{\boldsymbol{U}}_\Sigma = \underline{\boldsymbol{Z}}_\Sigma\,\underline{\boldsymbol{I}}_\Sigma, \tag{17}$$

din care se obțin valorile tensiunilor pe domeniile D_1^l și D_2^l, care, înlocuite în sistemul (14), dau valorile curenților pe porțiunile corespunzătoare domeniilor D_k.

Calculele de efectuat fiind foarte laborioase, necesită folosirea unui calculator numeric. Repartiția densității de curent astfel determinată este cu atît mai exactă, cu cît numărul de porțiuni în care s-au divizat înfășurările în sens axial și radial este mai mare. Se apreciază că o divizare neuniformă este avantajoasă, utilizînd domenii mai mari în porțiunile mijlocii ale înfășurării și domenii mai mici (divizare mai fină) la marginile înfășurării.

Factorul de majorare a pierderilor. Puterea complexă pe unitatea de lungime a sistemului de înfășurări se poate calcula cu formula :

$$\underline{S} = \sum_k U_k \underline{I}_k^*. \tag{18}$$

Partea reală a acestei expresii dă pierderile Joule pe unitate de lungime la funcționarea în scurtcircuit. Dacă l_m este lungimea medie a unei spire și S_n puterea aparentă nominală pe coloană a transformatorului, rezultă componenta activă a tensiunii de scurtcircuit :

$$u_{sc.ca.a.} = Re\left(\frac{\underline{S}\, l_m}{S_n}\right). \tag{19}$$

Pe de altă parte, componenta activă a tensiunii de scurtcircuit, calculată cu repartiția curentului uniformă pe întreaga înfășurare (ca în curent continuu), este :

$$u_{sc.cc.a.} = \frac{l_m P_{cc}}{S_n}. \tag{20}$$

Deci, factorul de majorare a pierderilor poate fi pus sub forma :

$$k_r = \frac{u_{sc.ca.a}}{u_{sc.cc.a}}, \tag{21}$$

în care :

— $u_{sc.ca.a}$ este componenta activă a tensiunii de scurtcircuit, calculată cu repartiția curenților determinată anterior ;

— $u_{sc.cc.a}$ — componenta activă a tensiunii de scurtcircuit, calculată cu repartiția curenților ca în curent continuu (deci, valoarea medie a curenților).

Exemplu numeric. Pentru exemplificarea metodei, s-a considerat un transformator cu două înfășurări în folie, avînd secțiunea din figura 5.

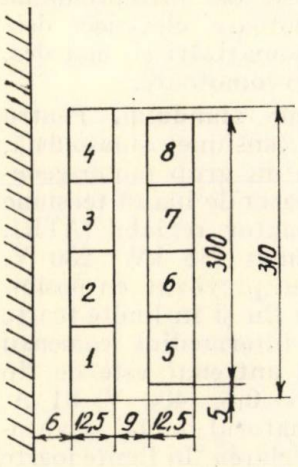


Fig. 5. Referitor la secțiunea printr-un transformator pentru care s-a dat exemplul de calcul numeric.

În prima evaluare, s-a împărțit fiecare înfășurare în cîte patru subdomenii în sens axial, ca în figură.

S-a considerat funcționarea la frecvența de 50 Hz, iar înfășurările avînd o rezistivitate aparentă de $\rho_a = 0{,}0\,028\ \Omega \frac{mm^2}{m}$ (ținînd seama de factorul de umplere).

În urma calculelor efectuate, s-a obținut repartiția de curenți (relativă) din tabelul 1.

Tabelul 1

PRIMAR		SECUNDAR	
Nr. subdomeniu	Curent relativ	Nr. subdomeniu	Curent relativ
1	0,515 344	5	0,519 417
2	0,484 904	6	0,483 723
3	0,484 904	7	0,483 723
4	0,515 344	8	0,519 417

Concluzii

Factorul de majorare calculat este $k_r = 1{,}0115$.

Metoda elaborată elimină ipoteza simplificatoare a neglijării reacției curenților turbionari induși în folia conductoare și permite o analiză oricît de fină a repartiției acestor curenți. Metoda propusă este simplă și folosește algoritme uzuale în calculele circuitelor electrice; aplicarea ei în practică implică utilizarea unui calculator electronic numeric.

Bibliografie

[1] *Ciubotaru, T.* Transformatoare de putere cu bobinaje din folie de aluminiu. Memoriu I.C.P.E., București, 1965.

[2] *Ciubotaru, T.* Tendințe actuale în construcția transformatoarelor de mică putere. In: Electrotehnica **14**, nr. 8, 1966.

[3] *Pelikan Traugot.* Transformateurs de distribution avec bobinage en feuille d'aluminium. In: Revue Brown Boveri, **54**, 1967, nr. 7.

[4] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. **III**, Ed. tehnică, Buc. 1960 și vol. **I**, Ed. tehnică, Buc. 1958.

[5] *Gheorghiu, I, S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. **II** Ed. Academiei R.S.R., Buc. 1969.

[6] *Bâlă, C.* Pierderile suplimentare în înfășurările transformatoarelor de putere. In: Lucrările I.C.P.E., nr. 18, 1967.

[7] *Mullineux, N.* Current distribution in sheet-and foil-wound transformers. In: Proc. I.E.E., vol. **116**, nr. 1, ian. 1969.

[8] *Torske Lars.* Les transformateurs du laboratoire à grande puissance de l'A S E A á Ludwika ASEA numeros 6-1961.

[9] *Pirktl, E.* Determination du champ électromagnetique dans les transformateurs au moyen de calculatrices numériques. In: Brown Boveri Revue, nr. 11/12, 1965.

Intrat în redacție la 27.II.1974

Stand pentru încercări dinamice ale micromotoarelor electrice utilizate în automatizări

LIVIU CONSTANTINESCU-SIMON și HEINRICH LARKAMP* București și Aachen

CZ 621.317.2 :621.313.13 :621.3.078

Introducere. Utilizarea motoarelor electrice ca elemente de comandă, sau de execuție intermediară, în sistemele automate, a condus la apariția unor noi cifre de merit ale acestora, caracterizînd, cu precădere, regimul dinamic de funcționare. Ca urmare firească, a apărut necesitatea încercării servomotoarelor electrice, din punctul de vedere al noilor parametri fundamentali. În această idee, s-a realizat, la Institutul de mașini electrice Prof. Dr. Ing. Ph. K. Sattler, de pe lîngă Rheinisch-Westfalische Technische Hochschule din Aachen, sub îndrumarea directorului institutului și finanțat atît de institut,

* Ing. *Liviu Constantinescu-Simon* este șef de lucrări la Catedra de mașini electrice a Institutului Politehnic București, iar dr. ing. *Heinrich Larkamp* este asistent universitar la Institutul de mașini electrice prof. dr. ing. Ph. K. Sattler de pe lîngă RWTH-Aachen.

cît și de Fundația Alexander von Humboldt, un stand pentru încercări dinamice ale micromotoarelor electrice destinate a funcționa în automatizări.

Premizele construirii standului. La baza proiectării și construirii acestui stand au stat o serie de cerințe, impuse apriori, printre care :

— conectarea motorului încercat la rețea, pe cale electronică, cu asigurarea conectării simultane a tuturor fazelor acestuia (în cazul motoarelor asincrone bi și trifazate) și a impunerii fazei dorite a tensiunii de alimentare pentru momentul conectării (la alimentarea sub tensiune alternativă) ;

— posibilitatea utilizării diferitelor forme ale tensiunii alternative de alimentare (sinusoidală, dreptunghi, triunghi, dinți de ferăstrău, rampă etc.) ;

— modelarea unui regim de sarcină impus și introducerea acestuia, prin intermediul unui analizor de sarcină de tip analogic ;

— măsurarea vitezei motorului atît discret, cît și a valorii ei integrate ;

— posibilitatea reeditării condițiilor de experimentare și controlul reproducerii acestora, în ceea ce privește : frecvența tensiunii de alimentare (pe cale digitală cu o precizie de o sutime de Hz) ; amplitudinea tensiunii de alimentare (pe cale digitală cu o precizie de o sutime de V) ; poziția inițială a rotorului (pe cale mecano-optică cu o precizie de 1/25 grad) ; temperatura mediului ambiant (cu termocuple ultrasensibile, cu o precizie de 1/15°C) ; umiditatea mediului ambiant (cu sonde higrometrice cu o precizie de 0,1%).

După realizare și încercări experimentale, standul a permis :

— determinarea timpului mort la funcționarea în gol și în sarcină și a parametrilor care îl influențează (poziția inițială a rotorului, legată de zonele preferențiale magnetice ale acestuia, faza tensiunii de alimentare în momentul conectării la rețea, frecvența și amplitudinea tensiunii de alimentare etc.) ;

—determinarea cuplului electromagnetic critic de pornire (care asigură o pornire lină, nesacadată) ;

— determinarea frecărilor vîscoase de natură electromagnetică și a influenței acestora asupra vitezei de reacție a motorului ;

— localizarea și măsurarea brumului mecanic în perioada tranzitorie a pornirii ;

— determinarea valorii critice a amplitudinii tensiunii de alimentare și a corelației dintre aceasta și alți parametri care o influențează (frecvența tensiunii, condițiile de sarcină în momentul pornirii etc.) ;

— determinarea vitezei de răspuns a motorului pentru diferite forme, frecvențe și amplitudini ale semnalului de comandă, cît și pentru diferite tipuri de sarcină.

Din experimentările efectuate se poate constata că, din punct de vedere al fineței măsurătorilor, standul corespunde cerințelor actuale pe plan mondial, impuse de întreprinderile producătoare de servomotoare electrice, destinate a funcționa în automatizări și, mai ales, de beneficiarii acestor servomotoare.

Blocurile funcționale ale standului. Pentru alimentarea clasică cu tensiune sinusoidală, standul este prevăzut cu un grup motor-generator (MG), un transformator de înaltă tensiune (TIT) și un autotransformator reglabil (ATR). Motorul de curent continuu (55 kW, 230 V, 240 A, 1 450 rot/min) este prevăzut cu posibilități de reglaj extrem de fin și în limite foarte largi al turației, prin intermediul comenzii tiristorizate. Generatorul antrenat este de tip sincron (63 kVA, cos Ø= 0,8, 400 V, 91 A, 1 500 rot/min). Transformatorul de IT și autotransformatorul permit reglarea, în limite foarte largi, a amplitudinii tensiunii (0—1 800 V, cu o finețe de o sutime de V), iar comanda tiristorizată a vitezei motorului permite reglajul frecvenței tensiunii de alimentare (5—65 Hz cu o finețe de o sutime de Hz).

Pentru alimentarea motoarelor în regimuri alternative speciale s-a utilizat un generator de funcții (GF) de mare precizie, care permite generarea funcțiilor sinus, dreptunghi, triunghi, atît în stare pură, cît și a derivatelor lor alterate, din care se extrag dinții de ferăstrău, diversele rampe etc. Deoarece acest generator este de mică putere de ieșire, s-au introdus un etaj de preamplificare (PA) a semnalelor și altul de amplificare (APF), prevăzut cu filtre care împiedică alterarea formelor semnalelor captate la ieșirea generatorului de funcții, cîtă vreme acest lucru nu este dorit. Se obține, astfel, în final, o putere a semnalelor de 1,2 kW la aceeași valoare fiind evident plafonată și puterea motoarelor încercate sub această gamă de semnale specializate. Considerăm, totuși, limita ca suficientă pentru gama servomotoarelor de mică putere, destinate automatizărilor și care nu lucrează ca elemente finale de execuție, ci ca elemente intermediare de corecție și control.

Compartimentul CS al surselor de alimentare mai cuprinde un redresor comandat (RC), debitînd pe un autotransformator reglabil (ATR), prevăzut la rîndul lui cu un stabilizator de tensiune reglabil (SR), precum și rețelele obișnuite de alimentare de 208 V c.c. și 3×380 V, 50 Hz, cu neutrul accesibil.

Verificarea poziției inițiale a rotorului este realizată cu ajutorul unui stabilizator cu avans micrometric de tipul obișnuit, utilizat la microstrungurile de mare precizie folosite în mecanica fină și de un sistem optic de citire.

Măsurarea vitezei comportă un dispozitiv mecano-optic (DOMT) format dintr-un disc de duraluminiu cu diametrul de 6 cm și grosimea

de 1,5 mm, prevăzut la periferie cu 36 de orificii de 0,8 mm în diametru; o sursă de lumină de intensitate reglabilă și o fotodiodă ultrasensibilă, putînd prelua impulsuri cu o frecvență de pînă la 100 kHz (corespunzînd, pentru cele 36 de orificii, la viteze de rotație de peste 150 000 rot/min).

Ansamblul structural al standului este reprezentat în figura 1.

Egalizarea ca durată a impulsurilor — nu și a duratei dintre impulsuri, care depinde de viteza motorului — o face multivibratorul monostabil IV. Acesta preia semnalele pe care le egalizează (fig. 5). Impulsurile egalizate sînt trimise, mai departe, într-un circuit RC de integrare, format din rezistența R7 și bateria de condensatoare C5. Circuitul formează constanta de integrare. Rezistența R8 joacă rol de rezistență de adaptare și, totodată, de protecție a

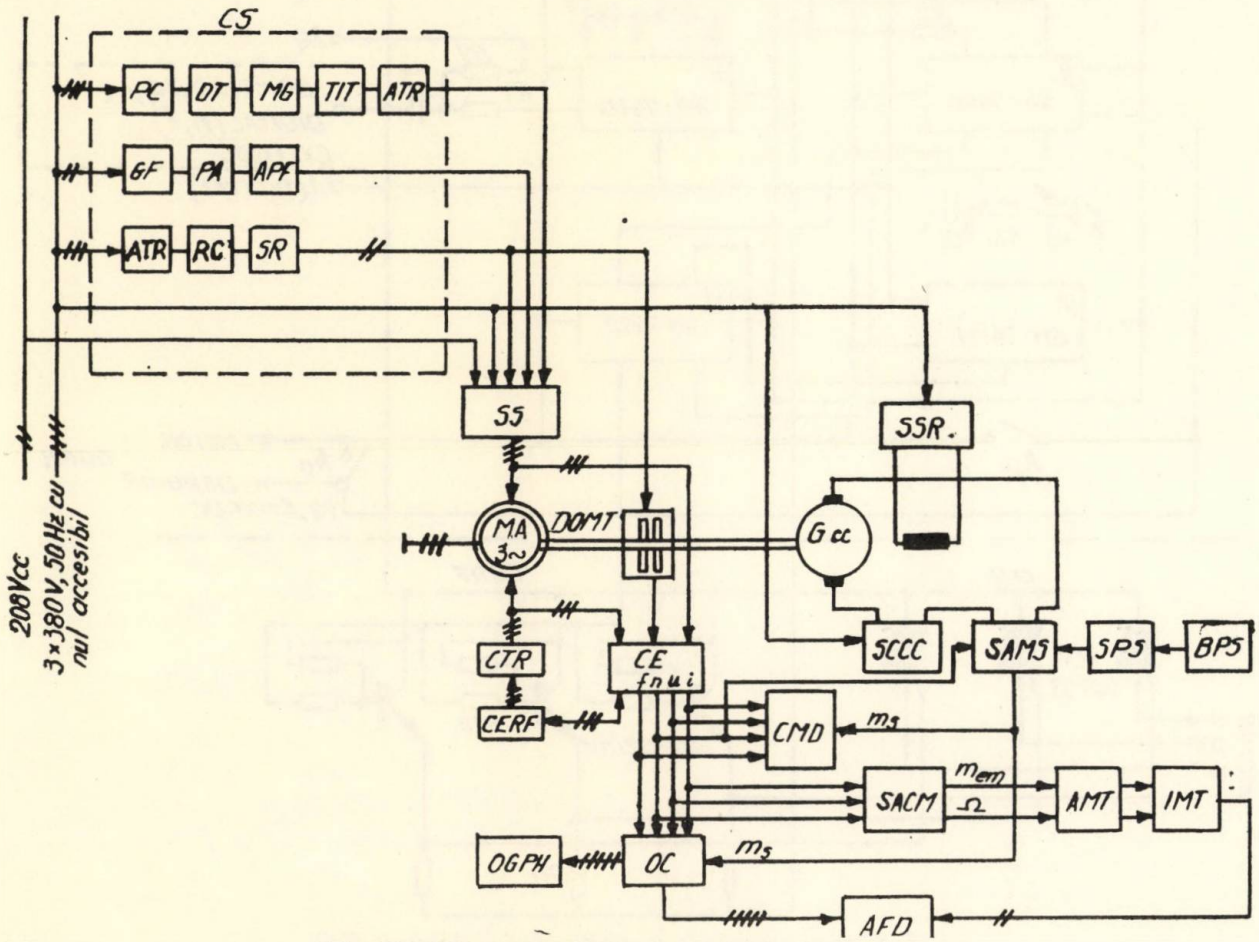


Fig. 1. Schema structurală a standului de încercări:

CS — compartiment surse; PC — pupitru comandă; DT — dulap tiristoare; MG — grup motor — generator sincron; TIT — transformator de înaltă tensiune ATR — autrotransformator reglabil; GF — generator de funcții; PA — preamplificator; APF — amplificator de putere final și compartiment de filtrare; RC — redresor comandat; SR — stabilizator de tensiune reglabil; SS — selector surse; SSR — sursă de c.c. stabilizată reglabilă; DOMT — dispozitiv optic pentru măsurarea turației; CTR — compartiment triacuri; CERF — contactor elecronic cu reglaj de fază; OC — osciloscop catodic retardat; OGPH — oscilograf; CE — compartiment electronic; CMD — compartiment măsurare digitală; BPS — bibliotecă programe de sarcină; SPS — selector programe de sarcină; SAMS — simulator analogic al momentului static; SAS — simulator analogic al caracteristicii mecanice; SCCC — sursă de curent continuu constant; AMT — analizor analogic moment-turație; IMT — inregistrator moment-turație; AFD — analizor final de decizie.

Compartimentul electronic (CE) al standului, reprezentat în figura 2, este format din șase elemente compact-miniaturizate.

Funcționarea compartimentului electronic este următoarea : de la fotodiodă se primesc semnale neuniforme, datorită neuniformității orificiilor discului. Aceste semnale, reprezentate în figura 3, sînt trimise într-unul din cele două compartimente identice ale Schmitt-Trigger-ului I, un formator de impulsuri, la ieșirea căruia se obțin impulsuri dreptunghiulare, încă neegalizate (fig. 4).

buclei 3Ω a oscilografului catodic OC, buclă care va citi turația n.

Al doilea etaj al Schmitt-Trigger-ului I lucrează într-o altă direcție, constînd în eliminarea alternanțelor negative ale semnalelor. Dioda Zenner ZD limitează tensiunea rețelei de alimentare, în timp ce setul de rezistențe R1 limitează, la rîndul lor, curentul în dioda ZD. Conform caracteristicii funcționale a ZD, tensiunea în semialternanța pozitivă este limitată la 4,7 V, iar în semialternanța negativă la 0,6 V. Deoarece tensiunea de declanșare a diodei este

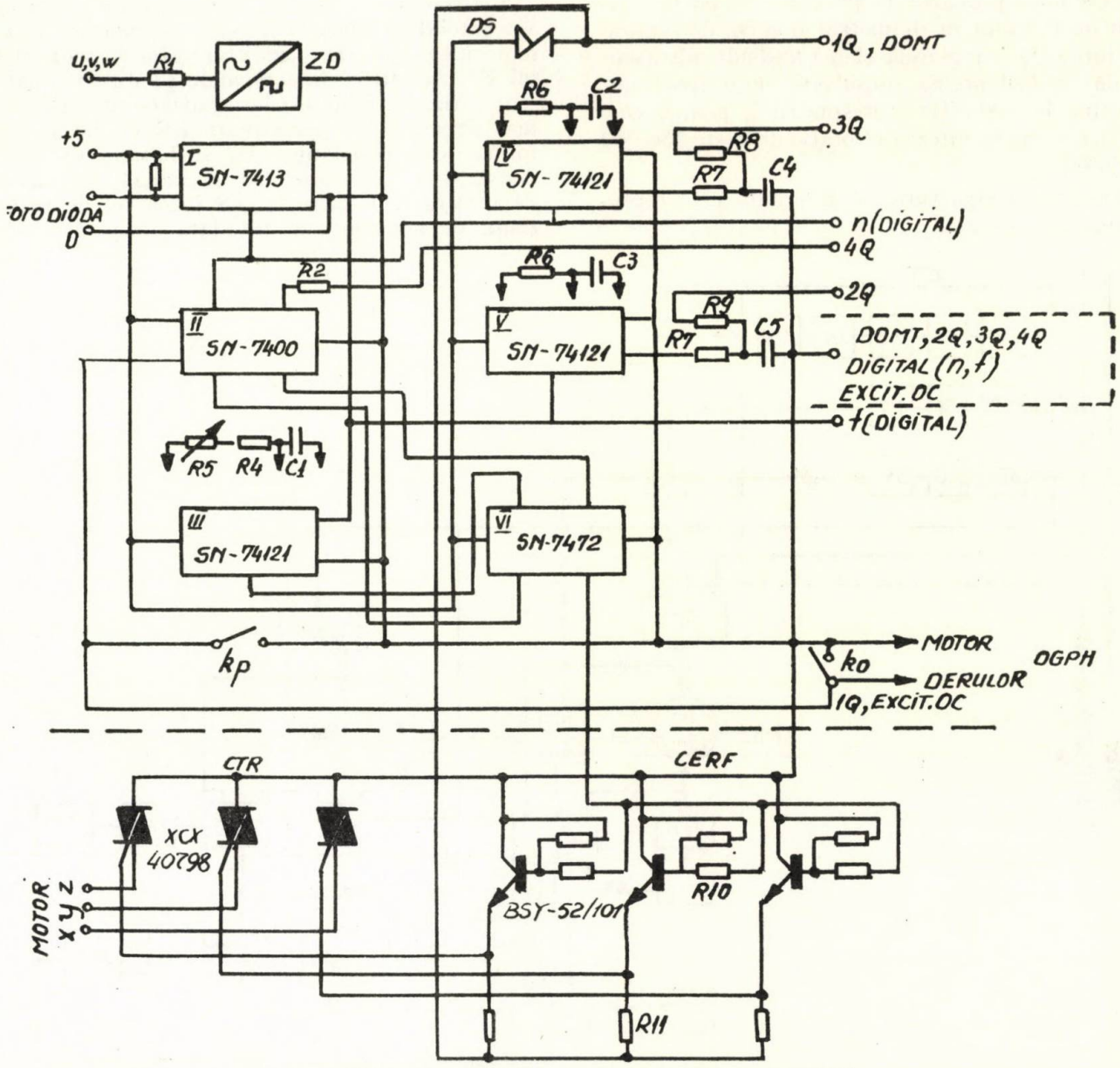


Fig. 2. Schema generală a compartimentului electronic (CE).

de 0,8 V, se poate aprecia — pentru tensiuni alternative de alimentare de amplitudini uzuale — că dioda acționează, practic, instantaneu

Fig. 3.

în momentul apariției semialternanței, fie pozitive, fie negative a tensiunii.

Pentru frecvența standard de 50 Hz, durata semnalelor va fi de 10 ms (fig. 6 a).

Semnalul transmis celui de al doilea compartiment identic al Schmitt-Trigger-ului I, este prelucrat în sensul eliminării alternanței negative, obținîndu-se structura din figura 6 b.

De la ieșirea elementului I, semnalul limitat de ZD, este transmis la intrarea elementului V, un multivibrator monostabil, care egalizează complet semnalele. Elementul V ar putea apa-

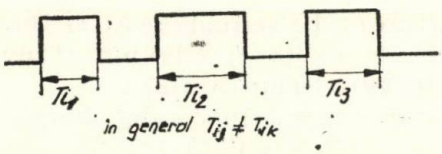


Fig. 4.

rent lipsi, deoarece rețeaua sau sursele de alimentare se presupun a fi generatoare de semnale strict identice ca formă, durată și amplitudine. Cu toate acestea, în ideea posibilității existenței, în mod cu totul accidental, a unor pertur-

baţii, în cazul în care s-ar emite semnale alterate, elementul V ar filtra aceste semnale, redîndu-le uniformitatea, atît de necesară bunei funcţionări a dispozitivului. Dacă se ţine seama că

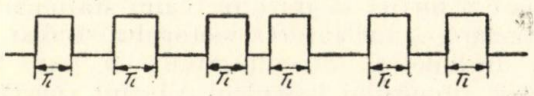


Fig. 5

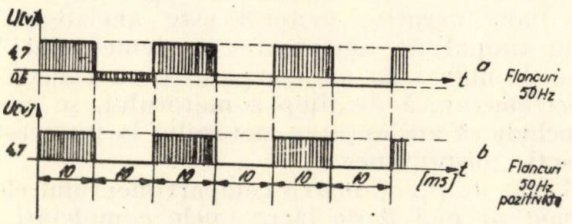


Fig. 6

ZD, eliminînd amplitudinea cuprinsă între 4,7 V şi U_{max}, elimină automat şi impurităţile semnalului din această bandă de amplitudine, rezultă că întregul etaj V este utilizat exclusiv pentru purificarea flancurilor pozitive cuprinse între 0 şi 4,7 V. Fineţea acestui compartiment poate surprinde şi poate ridica obiecţii privind oportunitatea imediată. Este suficient de arătat că preţul de cost foarte scăzut al multivibratorului monostabil V justifică cu prisosinţă acest mic lux, care asigură, în schimb, certitudinea unor flancuri de o acurateţe suficientă pentru cerinţele aparaturii digitale, utilizată în compartimentele de centralizare şi analiză.

De la ieşirea elementului V, semnalele, perfect egalizate, sînt transmise circuitului de integrare de tip RC, format din rezistenţa R7 şi bateria de condensatoare C9, iar apoi, integrate, ajung prin intermediul rezistenţei R9 de adaptare şi protecţie, la bucla 4Ω a oscilografului catodic OC.

Semnalul de identificare a turaţiei, neintegrat, obţinut la ieşirea elementului I, ca şi semnalul frecvenţă, de asemenea neintegrat, obţinut la ieşirea elementului V, sînt dirijate spre aparatura de măsură digitală (CMD). Semnalul obţinut de la fotodiodă, prelucrat în elementul I, este trimis şi la intrarea elementului II. Acesta este amplificat şi transmis prin rezistenţa de adaptare şi protecţie R3 la bucla 4Ω a oscilografului catodic, unde se vor obţine informaţii privind demarajul motorului (perioada tranzitorie a pornirii, timpul mort etc.).

Elementul III primeşte la intrare semnalul limitat de ZD la 4,7 V pe alternanţa pozitivă şi 0,6 V pe cea negativă. El va accepta exclusiv alternanţele pozitive, blocîndu-le pe cele negative.

Cu ajutorul circuitului RC, format din rezistenţa fixă R4, rezistenţa reglabilă R5 şi condensatorul C2, se poate regla durata alternanţei pozitive a impulsului (fig. 7). Plaja de timp între care se poate limita durata procesului anclanşării motorului la reţea (permisă de contactorul electronic CERF, prezentat în cele ce urmează), este cuprinsă între 40 ns şi 40 s.

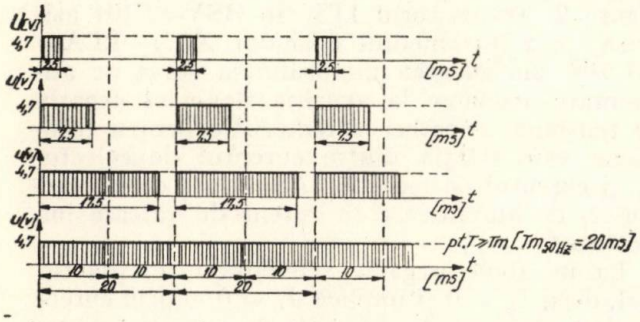


Fig. 7

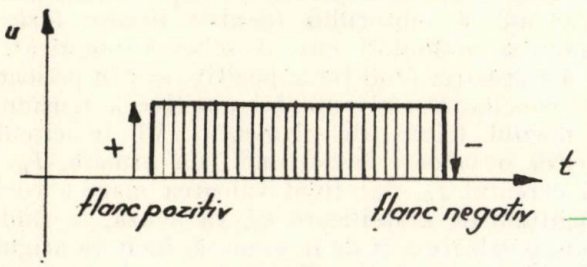


Fig. 8

Evident că, pentru o frecvenţă de lucru standardizată de 50 Hz, limita superioară este de 20 ms, limită la care impulsurile sînt transformate, practic, într-un semnal continuu pozitiv de amplitudine constantă egală cu 4,7 V.

În tabelul 1, sînt date principalele valori-perechi frecvenţă-timp maximal, pentru cîteva frecvenţe etalon.

Tabelul 1

f(Hz)	1	5	25	50	100	200	400	1 000
T_{max} (ms)	1000	200	40	20	10	5	2,5	1

Se poate uşor constata că posibilităţile contactorului electronic realizat de a regla timpi de anclanşare cuprinşi între 40 ns şi 40 s, sînt mai mult decît satisfăcătoare pentru necesităţile standului de încercări.

La ieşirea elementului III se obţin, deci, impulsuri de durată reglabilă, care sînt transmise la intrarea circuitului basculant VI (JK Master-Slave Flip Flops typ SN—7472). Acest element funcţionează exclusiv la apariţia unui flanc negativ de tensiune, acelaşi care va comanda şi anclanşarea motorului (fig. 8).

Deci, cîtă vreme tensiunea este constantă sau prezintă un flanc pozitiv (salt pozitiv), circuitul basculant nu reacţionează. La apariţia unui flanc negativ, acesta prezintă la ieşire un semnal

de comandă care asigură anclanșarea motorului la rețea.

Mecanismul de comandă a anclanșării motorului realizat de CERF este ușor de urmărit pe figura 2. Tranzistorul ITT tip BSY-52/101 asigură, prin intermediul triacului XCX—RCA—40 798, anclanșarea motorului la sursa de alimentare, exclusiv la apariția flancului negativ al tensiunii, deoarece caracteristic pentru tranzistor este relația dintre curentul de colector I_C și curentul pe bază I_B, $I_C = k_I I_B$, cu un factor k_I de amplificare în curent de valoare importantă.

La un flanc negativ semnalul este, practic, nul, deci, $I_B = 0$ și implicit $I_C = 0$, unicul curent posibil, produs prin diferența de potențial dintre borna de +5 V și masă, circulînd, în consecință, în mod obligatoriu prin triac și permițînd astfel anclanșarea motorului (pentru fiecare fază a acestuia acționînd cîte o schemă identică).

La apariția unui flanc pozitiv, sau în perioada de constanță a alternanței pozitive a tensiunii, semnalul trimis de elementul VI în circuit, acuză o valoare importantă. Ca urmare, $I_B=0$ și curentul I_C, dat fiind valoarea mare a coeficientului de amplificare k_I, va acuza, la rîndul său, o valoare atît de însemnată, încît va asigura el singur circulația dintre borna de potențial +5V și masă. În speță, tensiunea dintre colector și emiter $U_{CE} = 0$, curentul prin triac va fi, de asemenea, nul, ceea ce se va traduce prin imposibilitatea alimentării motorului.

Toate procesele descrise mai sus pot fi ușor urmărite pe schema de procese a compartimentului electronic CE, reprezentată în figura 9.

Cele două întreruptoare k_P și k_O (ale oscilografului catodic) din compartimentul electronic al standului (fig. 2) sînt conectate în paralel, avînd, aparent, aceleași atribuții. Deosebirea dintre ele constă în aceea că, în timp ce întreruptorul k_P îndeplinește funcția de testare a procesului pornirii (necomandînd și intrarea în funcțiune a oscilografului catodic), întreruptorul k_0 comandă simultan și anclanșarea derulorului de hîrtie al oscilografului și — desigur după o fracțiune de timp suficientă ca tamburul de derulare a hîrtiei să intre în regim staționar de funcționare — anclanșarea motorului studiat.

La închiderea întreruptorului k_P (sau k_O), intrările circuitului basculant VI sînt conectate (ele lucrează totdeauna în opoziție-principiul funcțional al elementului). La apariția primului flanc negativ, motorul este anclanșat, și cum timpul de anclanșare a elementului VI este de numai 25 ns, comparativ cu constanta electromecanică de timp a motorului, se poate conchide că anclanșarea motorului la rețea este, practic ,instantanee.

Legat de funcționarea compartimentului electronic, ar mai fi de făcut unele completări:

— circuitele CS—R6, conectate la multivibratoarele monostabile IV și V, acționează exclusiv la apariția unor flancuri pozitive ale semnalelor de comandă și realizează egalizarea acestora;

— circuitul basculant VI asigură și deconectarea motorului de la sursa de alimentare, în situația în care întreruptoarele k_P sau k_O se deschid;

— la bucla 1Q a oscilografului catodic se obține un semnal digital de tensiune, în speță, un salt de tensiune, care constituie originea de timp în oscilogramele regimurilor dinamice ale pornirii (ca, de exemplu, la studiul timpului mort sau al vitezei de reacție), motiv pentru care a fost notat T_0.

Principiile funcționale ale simulatoarelor analogice

În realizarea simulatorului analogic pentru simularea regimurilor de sarcină (SAMS), s-a pornit de la ideea studierii, într-o primă etapă, a răspunsului motorului, în cazul diferitelor cupluri

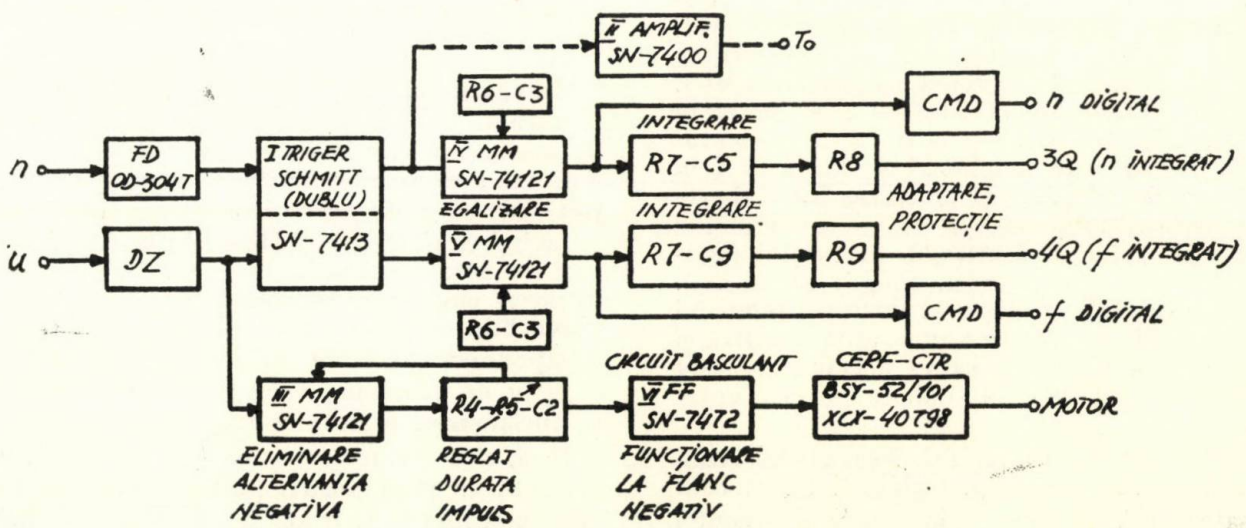


Fig. 9. Schema de procese a compartimentului electronic (CE).

rezistente constante la arbore, dat fiind că existența unui cuplu variabil la arbore introduce în modelul analogic perturbații care complică suficient schema-bloc.

Deoarece sarcina motorului este constituită de un generator de curent continuu, excitat independent de la o sursă de tensiune stabilizată reglabilă (SSR), ecuația de echilibru mecanic la arborele motorului va fi :

$$M'_a = M'_j + M'_F + M_S,$$

în care :

$M'_J = J'p\Omega$ este totalitatea cuplurilor inerțiale raportate la arborele motorului ;

$M' = F'\Omega$ — totalitatea cuplurilor de frecări vîscoase de natură electromagnetică, raportate la arborele motorului ;

$M'_S = k_m \Phi I_A k_r = k'_m k_r I_A = k''_m I_A$ — cuplul electromagnetic al generatorului, raportat la arborele motorului, cu precizările :

I_A — curentul prin indusul generatorului ;

$k_m \Phi = k'_m$, deoarece $\Phi =$ = const. (excitație independentă la I_{eG} strict constant),

$k'_m k_r = k''_m$,

k_r — coeficient de raportare.

În aceste condiții, simulatorul analogic al cuplului, introdus în standul de încercări, prezintă schema-bloc din figura 10.

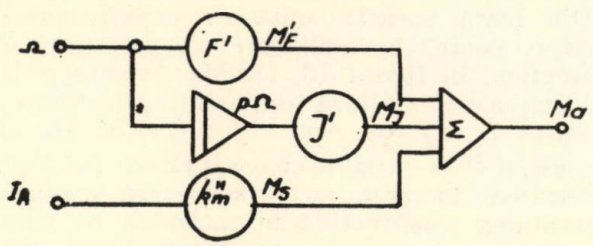


Fig. 10. Simulatorul analogic al momentului static (SAMS)

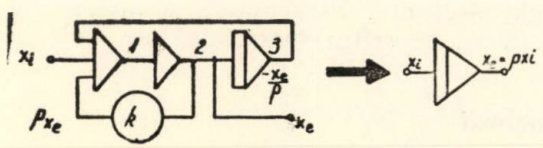


Fig. 11

Problema elementului derivator, realizat din amplificatoare operaționale clasice, care elimină, în consecință, pericolul colectării și amplificării paraziților și, deci, asigură erori posibile de calcul în limite rezonabile, a fost rezolvată teoretic și practic în anul 1969 (expusă în: Cursul de mașini electrice de L. Constantinescu, litografiat la IPB—1970, pag. 102). Ea este reconfirmată în articolul „Simulation einer ungesteuerten Drehstrom-Diodenbrücke auf dem Analogrechner" de Dr. ing. Athanasios Safacas, (din : ETZ—A, Bd. 92 (1971), nr. 11-noiembrie, (pag. 629, fig. 2). Totodată, pe un calculator BBC de capacitate medie, autorii au reușit, la Institutul Sattler, realizarea operației de derivare cu o constantă $k = 0{,}99$.

Cu o foarte bună aproximație, pentru valoarea constantei k de mai sus, care permite, cu toate acestea evitarea saturării amplificatoarelor operaționale 2 și 3 (fig. 10), se realizează operația de derivare. Într-adevăr, se poate scrie :

$$x_i - \frac{x_e}{p} + kx_e = x_e,$$

$$x_i = x_e\left(1 - k + \frac{1}{p}\right) \approx \frac{1}{p}\, x_e,$$

deoarece : $k \approx 1$ și $1 - k \approx 0$.

Deci, $x_e = px_i = x'_i$, realizîndu-se operația de derivare fără schimbarea semnului.

Utilizînd în serie cu generatorul sarcină un generator de curent continuu constant (SCCC), se poate realiza condiția $M_S =$ const., indiferent de valoarea momentană a vitezei de rotație a motorului. Pentru aceasta s-a folosit o sursă de curent continuu constant de 3 600 V la o putere de 36 kW. Rezistența totală a circuitului serie format din indusul generatorului sarcină și sursa de curent, aceasta din urmă prevăzută cu o rezistență adaptivă reglabilă, a măsurat 2 810 ohmi, asigurînd, pentru situația motorului în repaus, un curent de 1,28 A (față de 1,36 A valoarea nominală a curentului generatorului sarcină). Între starea de repaus și de funcționare la viteză nominală de rotație, au apărut fluctuații de tensiune între 3 600 V și 3 600 V + t.e.m. nominală indusă în înfășurarea rotorică a generatorului sarcină, în speță, 3 600 + 220 = = 3 820 V. Acestor fluctuații de tensiune le-au corespuns fluctuații ale curentului prin indusul generatorului, situate în plaja 3 600/2 810 = = 1,24 A și 3 820/2 810 = 1,36 A. Raportate la valoarea nominală de 1,36 A a amplitudinii curentului generatorului sarcină, fluctuațiile s-au situat în limitele a 0—8,8%. Se poate aprecia, într-o primă aproximație, că s-a realizat, practic, un cuplu M_s independent de regimul motorului încercat.

S-a considerat util să se includă în componența standului și un simulator analogic specializat (SACM), care să asigure simularea analogică a cuplului electromagnetic dezvoltat în motorul încercat, simultan cu viteza unghiulară a acestuia. Aceasta a permis, după trecerea printr-un analizor (AMT), trasarea pe un înregistrator (IMT), cu o bază de timp unică, a perechilor instantanee de valori cuplu-viteză de rotație,

care au dat, astfel, posibilitatea construirii caracteristicilor mecanice.

Simulatorul analogic SACM ca și procesul de simulare pot fi lesne urmărite pe schema-bloc, reprezentată în figura 12, în care toate mărimile

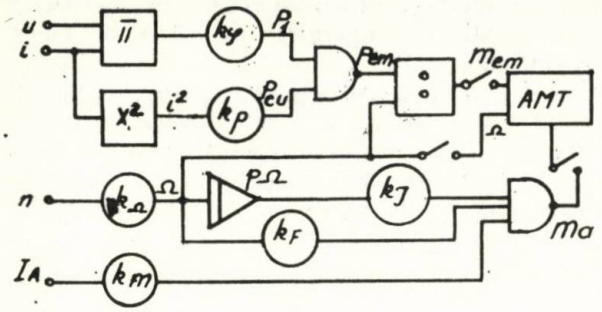


Fig. 12. Simulatorul analogic al caracteristicii mecanice (SACM).

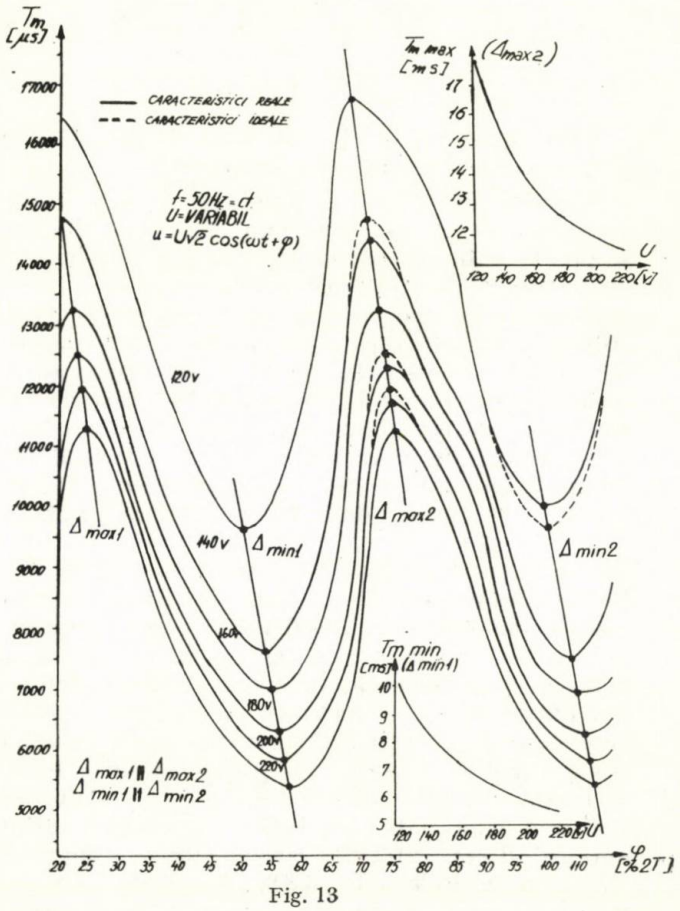


Fig. 13

de intrare se obțin de la compartimentul CE al standului.

În construcția simulatoarelor și analizoarelor analogice, s-au utilizat amplificatoare operaționale tip SN—72 741 produse de firma „Texas-Instruments", cu o sensibilitate operațională de 10^{-6}—10^{-8}.

Prin înființarea unei biblioteci de programe de sarcină (BPS—fig. 1) și a unui selector al acestora (SPS), se pot introduce, fie pe bandă magnetică, fie pe bandă perforată, programe de sarcină selecționate aprioric prin intermediul simulatorului analogic SAMS.

Toate mărimile caracteristice regimului dinamic sînt transmise, de asemenea, pe cale magnetică, sau cu ajutorul benzii perforate — în funcție de viteza procesului dinamic și de densitate în timp a informațiilor dorite — unui analizor final cu opt canale (AFD), care prelucrează automat și dă decizii cu privire la comportarea motorului.

Testarea standului

În vederea testării standului realizat s-au efectuat încercări experimentale, pe mai multe tipuri de motoare electrice, constînd, în principal, în stabilirea gradului de precizie și de acurateță cu care se pot determina, înregistra și interpreta acei parametri funcționali caracteristici regimului dinamic, care ridică de regulă probleme.

Încercările experimentale au fost, în concluzie, concentrate spre localizarea și măsurarea brumului mecanic la arbore, în perioada pornirii, spre determinarea și definirea amplitudinii critice a tensiunii la o frecvență dată sau, din contră, a frecvenței critice pentru o amplitudine dată, spre determinarea vitezei de reacție a motorului pentru diferite condiții, fie de alimentare, fie de sarcină, a modului în care se influențează reciproc mărimile de intrare și cele de ieșire și a efectului acestei dependențe asupra vitezei de reacție a motorului. S-au mai executat pe stand determinări privind timpul mort și influența principalilor parametri asupra acestuia.

Din toată această suită de experimentări, exclusiv pentru exemplificare, ne permitem să prezentăm, în figura 13, familia de caracteristici timp mort $= f$ (faza tensiunii de alimentare), în speță $T_m = f(\varphi)$, pentru $f = f_N = 50$ Hz $=$ $=$const. și $U =$ variabil, cu $u = U\sqrt{2}\cos(\omega t + \varphi)$.

Deoarece lucrarea de față vizează exclusiv prezentarea constructivă de ansamblu a standului, nu vom introduce elemente interpretative sau concluzii privind determinările experimentale efectuate. Prezentarea și interpretarea acestora va constitui materialul unui alt articol.

Concluzii

În legătură cu conținutul lucrării de față, apreciem că merită a fi evidențiate următoarele aspecte:

— a fost conceput, proiectat, executat și testat un stand pentru încercarea dinamică a motoarelor electrice destinate a funcționa în automatizări, după o concepție de ansamblu originală;

— standul permite încercarea completă a motoarelor electrice, în condiții de o deosebită

acurateţe a determinărilor. El asigură, totodată, posibilitatea schimbării fazei tensiunii de alimentare, ridicarea directă a caracteristicii mecanice, simularea sarcinii în funcţie de programul operaţional al elementului real, ce urmează a fi comandat de motorul încercat, totalizarea şi interpretarea imediată a datelor experimentate obţinute, cu posibilitatea luării de decizii direct de către stand;

— standul este de o deosebită utilitate pentru laboratoarele uzinale în vederea încercărilor de tip, în condiţiile de exigenţă impuse motoarelor electrice utilizate în automatizări;

— puterea motoarelor electrice accesibile în stand este, practic, nelimitată, cu excepţia situaţiei în care este necesară alimentarea acestora cu tensiuni de formă specială, ceea ce impune utilizarea generatorului de funcţii, de o putere finală utilă de 1,2 kW.

Bibliografie

Observaţie: Materialul bibliografic prezentat în continuare are un caracter general şi oferă posibilitatea unei documentări mai complete, într-o serie de aspecte legate de realizarea unui stand de încercări. În articolul de faţă, datorită caracterului său funcţional-descriptiv, fără conţinut amănunţit de calcul sau construcţie, nu s-au putut face referiri concrete la bibliografia anexată. Astfel spus, a fost necesară cunoaşterea prealabilă a întregului material bibliografic, pentru a se putea concepe şi realiza standul.

[1] *Pflier, P. M.* „Elektrische Messung mechanischer Grossen". Springer Verlag, Berlin-Göttingen, 1956.

[2] *Oesterlin, W.* „Neues Drehmomentmessverfahren mittels elektronischer Zähler". In: ETZ-A, nr. 78/1957.

[3] *Ott Albert* „Elektronisches Drehmomentmessgerät". In: ETZ-A, nr. 6/1964.

[4] *Hirschfeld, R.* „A.I.C. engine tachometer and „red line" indicator". In: Electronics World nr. 77/1967.

[5] *Brach, J. E.* „Photocell triggers counting circuit". In: Electronics, nr. 6/1965.

[6] *Koppe, H.* „Mesure du couple de torsion et de la vitese de rotation d'un arbre de transmission". In: Electronique Industrielle, vol. 111, nr. 3/1968.

[7] *Klittich, M.* „Simulation beim Entwurf elektromechanischer Systeme". In: ETZ-B, Heft 21, nr. 20/1968,

[8] *Lecorguiller, J.* „Les vannes electroniques à electrodes de declanchement et leur applications". Dunod-Paris, 1965.

[9] *Jeutsch, W.* „ASIM — ein Programmsystem für die Analogsimulation mittels Digitalrechner". In: Elektronische Datenverarbeitung, Heft 4, nr. 9/1967

[10] *Kümmel, Fr.* „Elektrische Antriebstechnik". Springer Verlag, Berlin-Göttingen, 1971.

[11] *Schulze, M.* „Der Pulsgleichrichter, ein einfaches. Stellglied für Gleichstromantriebe im Einrichtungsbetrieb". In: Elektrie, nr. 22, noiembrie/1968.

Intrat în redacţie la 26.II.1974

Limitarea curentului de scurtcircuit în aparatele de joasă tensiune limitatoare

DAN PAVELESCU* — Bucureşti

CZ 621.316.72 :621.3.027.2.014.3

Practica arată că, folosind tehnica cea mai modernă, nu este încă posibilă eliminarea completă a scurtcircuitelor în reţelele de joasă tensiune. De aceea, constructorii de aparate electrice trebuie să găsească căile cele mai sigure pentru diminuarea efectelor scurtcircuitelor. În acest sens, au apărut aparatele de comutaţie mecanică limitatoare, care iniţial au continuat gama de curenţi nominali ai siguranţelor fuzibile peste valorile la care acestea nu au efect limitativ. Ulterior, aceste aparate au fost construite sub formă de serii unitare, cu curenţi nominali, cuprinşi între 10A şi 3 000A. Elaborarea unui sistem de protecţie selectivă [1,2] pentru acest tip de aparate oferă posibilitatea unei largi utilizări a acestora în reţelele de joasă tensiune, permiţînd o dimensionare raţională a instalaţiilor. Acest lucru, pe lîngă mărirea siguranţei în funcţionare, poate aduce avantaje economice importante.

* Ing. *D. Pavelescu* este asistent la catedra de măsuri şi aparate electrice din Institutul politehnic „Gh. Gherorghiu-Dej"-Bucureşti.

Consideraţii teoretice

Aparatele limitatoare influenţează sensibil unda de curent de scurtcircuit în procesul de deconectare, în sensul diminuării acestuia în amplitudine şi durată. Acest lucru se realizează prin apariţia şi creşterea rapidă a tensiunii arcului electric de deconectare. Pentru aceasta, contactele aparatului trebuie să se deschidă după un timp cît mai redus de la apariţia scurtcircuitului, iar deplasarea lor să fie cît mai rapidă. Gradientul de potenţial în arc trebuie mărit prin răcirea acestuia. De asemenea, arcul electric este lungit şi divizat de rampele şi plăcuţele metalice ale camerei de stingere.

Pentru diminuarea efectelor curentului de scurtcircuit, aparatele limitatoare trebuie să îndeplinească, în principal, două condiţii: curent limitat, în valoare de vîrf, cît mai redus; integralele Joule la deconectare, de valoare cît mai mică.

Ţinînd seama de aceste lucruri, pentru studierea procesului de deconectare, va fi examinat circuitul echivalent al reţelei scurtcircuitate în

care este plasat întreruptorul limitator. Schema echivalentă a circuitului este prezentată în figura 1. De asemenea, trebuie descrisă evoluția arcului electric în aparat. În acest sens, poate

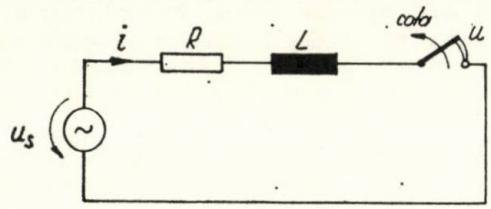


Fig. 1. Circuitul echivalent al rețelei scurtcircuitate.

fi scris sistemul de ecuații [3,4] :

$$\begin{cases} u_s = Ri + L\dfrac{di}{dt} + u & \text{(1a)} \\ \dfrac{1}{u}\dfrac{di}{dt} - \dfrac{i}{u^2}\dfrac{du}{dt} = K\ (ui - p), & \text{(1b)} \end{cases}$$

unde s-a notat cu :

- u_s — tensiunea sursei considerată sinusoidală ;
- u — tensiunea arcului electric ;
- i — curentul prin circuit ;
- R — rezistența circuitului echivalent ;
- L — inductivitatea circuitului echivalent ;
- K — constantă ;
- p — puterea disipată de arcul electric ;
- t — timpul curent.

Prima ecuație din sistem este ecuația circuitului echivalent cu parametri concentrați, iar a doua este ecuația arcului electric în ipoteza Cassie. Conform acestei ipoteze, valabilă în zona de timp în care curentul prin arc are valori importante, conductanța arcului electric este o funcție liniară de conținutul de căldură :

$$G = KQ = K\int_0^t (ui - p)dt. \qquad (2)$$

A doua ecuație caracterizează funcționarea aparatului în procesul de deconectare. De observat că, atît constanta K, cît și puterea disipată p, sînt mărimi caracteristice aparatului limitator. Puterea disipată p este o funcție de timp, evoluția sa fiind decisivă asupra procesului de limitare.

Prezenta lucrare propune o metodă de calcul, prin care, impunînd evoluția în timp a unei mărimi din ecuația (1a), se pot obține celelalte mărimi, cunoscînd parametrii rețelei.

Astfel, se pot alege diverse forme de curent de deconectare, care să îndeplinească condițiile enumerate mai sus, obținîndu-se tensiunea de arc electric necesară și puterea disipată. Acest lucru poate oferi informații asupra proceselor fizice din aparat, precum și asupra sensului în care trebuie acționat din punct de vedere constructiv pentru ameliorarea performanțelor acestuia.

Prezentarea metodei

Pornind de la ecuația (1a) se va obține expresia curentului pentru o tensiune de arc electric de formă oarecare. Menționăm că în literatură [3, 5, 6, 7, 8], există exemple de rezolvare a acestei ecuații, în care se consideră variația în timp a tensiunii arcului electric sub formă de treaptă sau rampă.

După cum se arată în [5,6] curentul prin circuit se poate scrie sub forma :

$$i = i_p - i_a. \qquad (3)$$

În (3), i_p este curentul de scurtcircuit prezumat [3], care parcurge circuitul în absența tensiunii arcului electric :

$$i_p = \hat{I}\,[\sin\alpha\, e^{-\frac{t}{T}} + \sin(\omega t - \alpha]$$

$$\alpha = \varphi - \Psi;\quad T = \frac{L}{R}, \qquad (4)$$

în care :

- $\hat{I}$ este valoarea de vîrf a curentului de scurtcircuit stabilizat ;
- φ — defazajul între tensiune și curent ;
- Ψ — unghiul de producere a scurtcircuitului ;
- T — constanta de timp a circuitului,
- t — timpul curent.

Curentul i_a este un curent fictiv denumit „curent al tensiunii arcului electric" [5] sau „curent de injecție". Evoluția sa în timp depinde de forma tensiunii arcului electric și de parametrii circuitului. Variația mărimilor la deconectare este prezentată în figura 2.

Cazurile prezentate în literatură nu pot servi unor aplicații la aparatele limitatoare de joasă tensiune, deoarece se observă din oscilogramele de deconectare că tensiunea arcului electric are o formă specifică, aproximarea sa cu o funcție treaptă sau rampă fiind grosieră.

Ținînd seama de aceste lucruri, se va aproxima tensiunea arcului cu un polinom de grad oarecare :

$$u = \eta(t - t_a)\sum_{k=0}^{n} a_k\,(t - t_a)^k, \qquad (5)$$

unde, s-au notat :

- a_k — coeficienții polinomului ;
- n — numărul natural oarecare ;
- t_a — momentul apariției tensiunii arcului electric ;

$\eta(t-t_a)$ — funcția treaptă unitate retardată în t_a.

La descrierea fenomenelor, pe figura 2 mai apar notațiile :

i_s — curentul de scurtcircuit stabilizat;
i_d — curentul la care se produce deschiderea contactelor și apare arcul electric;

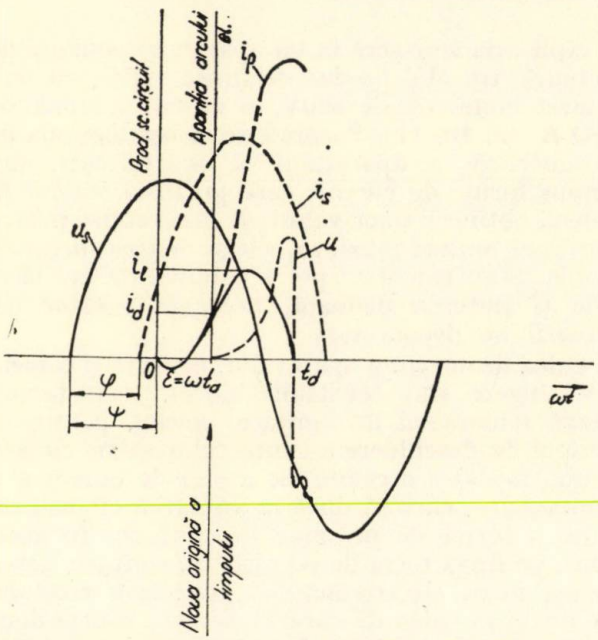


Fig. 2. Deconectarea unui scurtcircuit cu un aparat limitator.

i_l — curentul limitat, valoare de vîrf;
t_d — timpul de deconectare.

Cu ajutorul expresiei (5), se poate scrie ecuația circuitului sub forma :

$$u_s = Ri + L\frac{di}{dt} + \eta(t-t_a)\sum_{k=0}^{n} a_k (t-t_a)^k. \quad (6)$$

Pentru comoditatea rezolvării, vom schimba originea timpului în momentul t_a. Notînd $wt_a = \varepsilon$, ecuația (6) devine :

$$\hat{U}\sin(\omega t + \Psi + \varepsilon) + Ri = L\frac{di}{dt} + \sum_{k=0}^{n} a_k t^k. \quad (7)$$

Ecuația (7) poate fi scrisă sub forma :

$$\hat{U}\sin\omega t\cos\sigma + \hat{U}\sin\sigma\cos\omega t = Ri + L\frac{di}{dt} + \sum_{k=0}^{n} a_k t^k. \quad (8)$$

unde :

$$\sigma = \Psi + \varepsilon$$

Aplicînd metoda transformatei Laplace se obține :

$$\hat{U}\cos\sigma\frac{\omega}{p^2+\omega^2} + \hat{U}\sin\sigma\frac{p}{p^2+\omega^2} = R\,\mathfrak{L}i + pL\mathfrak{L}i - L\,id + \mathfrak{L}\sum_{k=0}^{n} a_k t^k. \quad (9)$$

Ținînd seama că pentru k natural oarecare, există relația de transformare :

$$\mathfrak{L}t^k = \frac{k!}{p^{k+1}}, \quad (10)$$

expresia curentului în domeniul imagine va fi :

$$\mathfrak{L}i = \hat{U}\cos\sigma\frac{\omega}{(L_p+R)(p^2+\omega^2)} + \hat{U}\sin\sigma\frac{p}{(L_p+R)(p^2+\omega^2)} + \frac{L\,id}{L_p+R} - \frac{1}{L_p+R}\sum_{k=0}^{n}\frac{k!\,a_k}{p^{k+1}}. \quad (11)$$

Calculul originalelor celor patru termeni din (11) este prezentat în anexa 1.
După calcule simple, se ajunge, în final, la expresia curentului :

$$i = \hat{I}\left[\sin(\omega t-\alpha+\varepsilon) + \sin(\alpha-\varepsilon)\,e^{-\frac{t}{T}}\right] + i_d\,e^{-\frac{t}{T}} - \frac{1}{L}\sum_{k=0}^{n}(-1)^{k+1}k!\,a_k\,T^{k+1}\left[e^{-\frac{t}{T}} + \sum_{j=0}^{k}(-1)^{j+k+1}\left(\frac{t}{T}\right)^{k-j}\frac{1}{(k-j)!}\right]\eta(t). \quad (12)$$

Revenind cu originea timpului în momentul apariției scurtcircuitului, rezultă, conform anexei 2 :

$$i = \hat{I}\left[\sin\alpha\,e^{-\frac{t}{T}} + \sin(\omega t-\alpha)\right] - \frac{1}{L}\sum_{k=0}^{n}(-1)^{k+1}k!\,a_k\,T^{k+1}\left[e^{-\frac{t-t_a}{T}} + \sum_{j=0}^{k}\frac{(-1)^{j+k+1}}{(k-j)!}\left(\frac{t-t_a}{T}\right)^{k-j}\right]\eta(t-t_a). \quad (13)$$

Se observă că în expresia (13) pot fi identificați ușor cei doi termeni din relația (2). Curentul fictiv pentru o tensiune de arc electric de formă

polinomială, poate fi scris sub forma :

$$i_a = \frac{1}{R}\sum_{k=0}^{n}(-1)^{k+1}\,k!\,a_k\,T^k\left[e^{-\frac{t-t_a}{T}} + \right.$$

$$\left. + \sum_{j=0}^{k}\frac{(-1)^{j+k+1}}{(k-j)!}\left(\frac{(t-t_a)}{T}\right)^{k-j}\right]\eta(t-t_a). \quad (14)$$

Se observă că expresiile curentului fictiv prezentate în [3, 5, 6, 7, 8] sînt cazuri particulare ale relației (14).

Relațiile (4) și (13) sînt comode și utile pentru aplicații. Ele dau legătura dintre tensiunea arcului electric și curent, prin ecuația rețelei scurtcircuitate în care este plasat întreruptorul, pentru cazul general. Tensiunea de arc electric poate fi scrisă sub forma :

$$u = a_1(t - t_a) + a_2(t - t_a)^2 + \ldots +$$

$$+ a_k(t-t_a)^k + \ldots + a_n(t - t_a)^n. \quad (15)$$

În (15) s-a considerat $a_0=0$, deoarece pentru $t = t_a$, tensiunea arcului electric este nulă. Rezultă imediat curentul fictiv care poate fi calculat cu expresiile :

$$i_a = \frac{1}{R}\left[A_1\left(e^{-\frac{t-t_a}{T}} + \frac{t-t_a}{T} - 1\right) + \right.$$

$$+\frac{1}{2!}A_2\left(\frac{t-t_a}{T}\right)^2 + \ldots + \frac{1}{k!}A_k\left(\frac{(t-t_a)}{T}\right)^k +$$

$$\left. + \ldots + \frac{1}{n!}A_n\left(\frac{t-t_a}{T}\right)^n\right], \quad (16)$$

pentru care :

$$\begin{aligned} A_n &= n!\,a_n\,T^n, \\ A_{n-1} &= (n-1)!\,a_{n-1}\,T^{n-1} - A_n, \\ &\vdots \\ A_k &= k!\,a_k\,T^k - A_{k-1}, \\ &\vdots \\ A_1 &= a_1\,T - A_2. \end{aligned} \quad (17)$$

Se observă că obținerea succesivă a coeficienților A_k nu prezintă dificultate. Similar, impunînd evoluția în timp a curentului limitat i, respectiv forma lui i_a, pot fi calculați coeficienții A_k. Cu aceștia se obțin valorile pentru a_k din expresiile (17), care determină forma tensiunii arcului electric de deconectare.

Cunoscînd u și i, obținînd ușor expresiile derivatelor lor, puterea disipată poate fi calculată din ecuația (1b) :

$$p = ui - \frac{1}{K}\left(\frac{1}{u}\frac{di}{dt} - \frac{i}{u^2}\frac{du}{dt}\right). \quad (18)$$

Relația (18) conține constanta K, a cărei valoare depinde de tipul aparatului și poate fi dedusă pe baza unor ipoteze de calcul privitoare la condițiile de ardere a arcului electric în întreruptor.

Aplicație asupra unui aparat limitator de joasă tensiune

Aplicația se referă la un aparat de construcție actuală, tip MY produs de firma AEG, cu tensiunea nominală de 500V, și curent nominal de 630 A [9, 10, 11]. Pornind de la oscilograma de deconectare a aparatului la scurtcircuit, s-au impus forme de curent, care prezintă interes în sensul obținerii unor valori cît mai reduse pentru curentul limitat maxim i_l, cît și pentru integrala Joule. S-au calculat apoi tensiunea de arc electric și puterea disipată, necesare acestor noi situații de deconectare.

Calea de curent a aparatului, precum și camera de stingere sînt construite astfel, încît favorizează fenomenul de limitare. Astfel, pentru ca timpul de deschidere a contactelor să fie cît mai redus, s-a ales o geometrie a căii de curent și a contactelor, care să ducă la anularea cît mai rapidă a forței de presiune în contact. În acest sens, pe lîngă forța de repulsie în contact, acționează forța electrodinamică, datorită efectului de buclă în calea de curent, și forța dintre două conductoare paralele, datorită formei specifice a pieselor de contact. Deplasarea piesei de contact mobil determină declichetarea unui sistem de pîrghii, avînd ca efect deconectarea generală a aparatului, prin mecanismul de acționare. La curenți cuprinși între 3 I_n și 12 I_n, deplasarea contactului mobil și deconectarea se realizează, în principal, pe seama unui declanșator magnetic ultrarapid.

Camera de stingere este echipată cu plăcuțe deion și rampe de lungire a arcului electric. Introducerea rapidă a arcului în camera de stingere se produce datorită efectului de buclă între piesele de contact și coloana arcului electric. La nivelul plăcuțelor deion care sînt prevăzute cu fante, apare efectul de nișă. Acest lucru determină atragerea rapidă a arcului electric spre interiorul camerei de stingere, tensiunea de ardere a acestuia fiind crescută rapid.

Oscilograma de deconectare este prezentată în figura 3. Încercarea [9] s-a realizat la tensiune nominală, curentul prezumat simetric în circuit avînd valoarea : $I = 50$ kA. Deconectarea s-a făcut la curent asimetric $\left(\alpha = \frac{\pi}{2}\right)$. Curbele 1 și 2 reprezintă curentul limitat de aparatul MY, respectiv de o siguranță fuzibilă de curent nominal de 630A. Curba 3 este curentul prezumat. Circuitul de încercare asigură cos $\varphi = 0{,}25$. Aceasta corespunde unei valori pentru constanta de timp : $T = 12{,}4$ ms, rezistența circuitului

fiind : $R = 1{,}43 \cdot 10^{-3}\Omega$. Din oscilograma de deconectare se poate aprecia : $t_a = 2\text{ms}$.

În aplicația de calcul asupra acestui aparat, tensiunea arcului electric la deconectare a fost

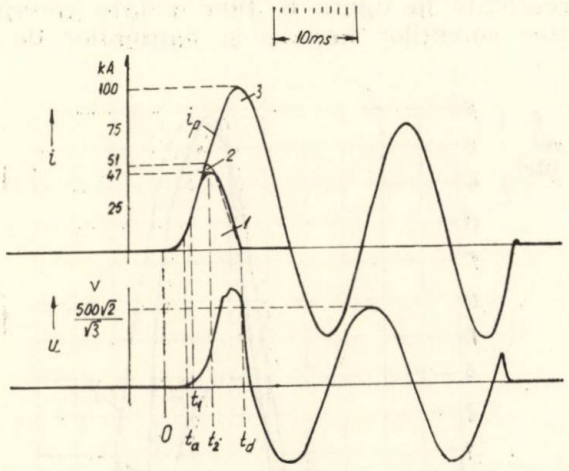


Fig. 3. Oscilograma de deconectare a aparatului limitator studiat.

aproximată cu un polinom Stirling [12] de gradul patru, avînd forma următoare :

$$u = a_1 (t - t_a) + a_2 (t - t_a)^2 + \\ + a_3 (t - t_a)^3 + a_4 (t - t_a)^4, \qquad (19)$$

pentru care :

$$a_1 = -61 \ V/ms, \\ a_2 = 58 \ V/ms^2, \qquad (20) \\ a_3 = -6{,}32 \ V/ms^3, \\ a_4 = 0{,}113 \ V/ms^4.$$

Se observă din figura 4 că aproximarea evoluției tensiunii arcului electric în timp cu un polinom de gradul patru este acceptabilă. Astfel, curba de aproximare 2 descrie cu suficientă precizie variația tensiunii arcului electric 1. Folosind relațiile (16), (17) se obțin coeficienții A_k și curentul fictiv :

$$A_1 = -147 \cdot 10^3 \ V; \quad A_2 = 146 \cdot 10^3 \ V; \\ A_3 = -128 \cdot 10^3 \ V; \quad A_4 = 63{,}5 \cdot 10^3 \ V. \qquad (21)$$

$$i_a = \frac{1}{R}\left[A_1\left(e^{-\frac{t-t_a}{T}} + \frac{t-t_a}{T} - 1\right) + \right. \\ + \frac{1}{2!} A_2 \left(\frac{t-t_a}{T}\right)^2 + \frac{1}{3!} A_3 \left(\frac{t-t_a}{T}\right)^3 + \\ \left. + \frac{1}{4!} A_4 \left(\frac{t-t_a}{T}\right)^4\right]. \qquad (22)$$

În figura 5, curba 1 reprezintă curentul limitat real, iar 2 este curentul limitat calculat

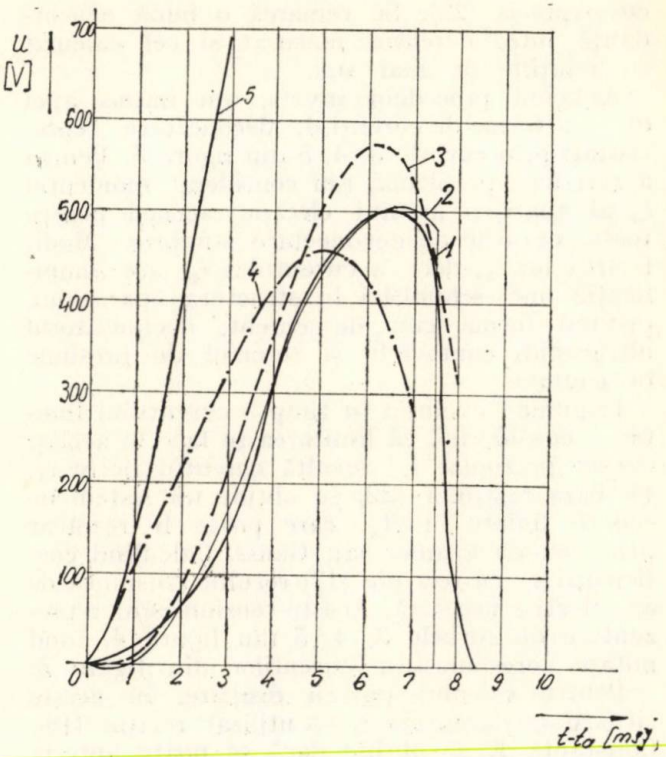


Fig. 4. Diagrama tensiunilor de arc electric.

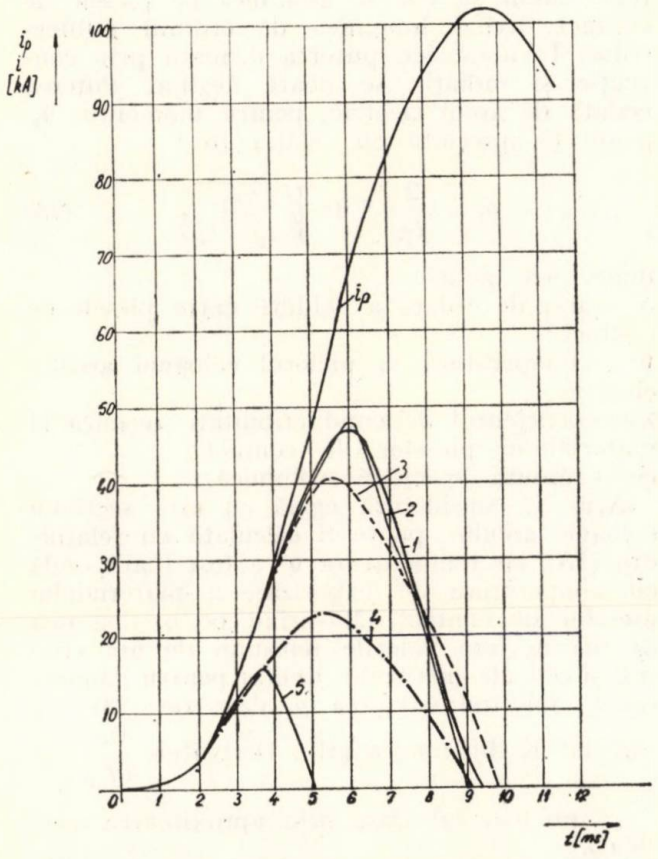


Fig. 5. Diagrama curenților limitați.

cu expresia (22). Se remarcă o bună concordanță între curentul măsurat și cel calculat cu relațiile de mai sus.

Aplicînd procedeul invers, am impus apoi diverse forme de curenți de deconectare, reprezentați prin curbele 3, 4, 5 din figura 5. Pentru a restrînge problema, am considerat momentul t_a al apariției arcului electric același pentru toate cazurile de deconectare studiate. Modificarea lui t_a, deci a curentului i_a, are semnificația unei schimbări în structura aparatului, privind forma căii de curent, declanșatorul ultrarapid, contactele și resortul de presiune în contact.

Impunînd evoluția în timp a curentului limitat i, considerînd că limitarea se face la același curent prezumat i_p, rezultă curentul fictiv i_a. Pe baza relațiilor (22) se obține un sistem de ecuații liniare în A_k, care poate fi rezolvat prin metoda Cramer sau Gauss. Calculînd coeficienții a_k cu relațiile (17) rezultă tensiunea de arc electric necesară. Aceste tensiuni sînt reprezentate de curbele 3, 4, 5 din figura 4, fiind notate corespunzător curenților din figura 5.

Pentru calculul puterii disipate, în aceste situații de deconectare, s-a utilizat relația (18). Constanta K se obține dacă se poate aprecia puterea disipată pentru un moment al procesului de deconectare. Pentru aceasta s-a evaluat p pentru timpul $t_1 - t_a = 1ms$. Se consideră că după $1ms$ de la deschiderea contactelor, arcul electric se află încă pe piesele de contact, avînd lungimea de ordinul milimetrilor. În acest fel, puterea disipată prin convecție și radiație se poate neglija. Puterea cedată de arcul electric, pentru momentul t_1, poate fi apreciată cu relația [3]:

$$p_1 = \frac{2}{\sqrt{\pi}} S \theta^* \sqrt{\frac{\lambda c\gamma}{t_1 - t_a}}, \qquad (23)$$

unde, s-a notat:

S — aria de cedare a căldurii către piesele de contact;

θ^* — temperatura la piciorul coloanei arcului electric;

λ — coeficientul de conductibilitate termică al materialului pieselor de contact;

$c\gamma$ — căldura specifică volumică.

Aria S, considerată egală cu aria secțiunii coloanei arcului, poate fi calculată cu relațiile din [13], iar temperatura θ^* a fost luată egală cu temperatura de vaporizare a materialului pieselor de contact. Măsurînd pe oscilograma de deconectare valorile tensiunii de arc electric și cele ale curentului limitat pentru momentul t_1, folosind valoarea p_1 dată de (23), s-a calculat K din relația (1b). Derivatele $\left.\frac{du}{dt}\right|_{t=t_1}$ și $\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=t_1}$ au fost calculate prin aproximarea curbelor de tensiune și curent cu arce de parabolă [14]. S-a obținut, astfel, $K = 2\frac{S}{Ws}$, valoare utilizată pentru toate cazurile studiate.

Curbele puterii disipate funcție de timp sînt prezentate în figura 6, fiind notate corespunzător curenților limitați și tensiunilor de arc

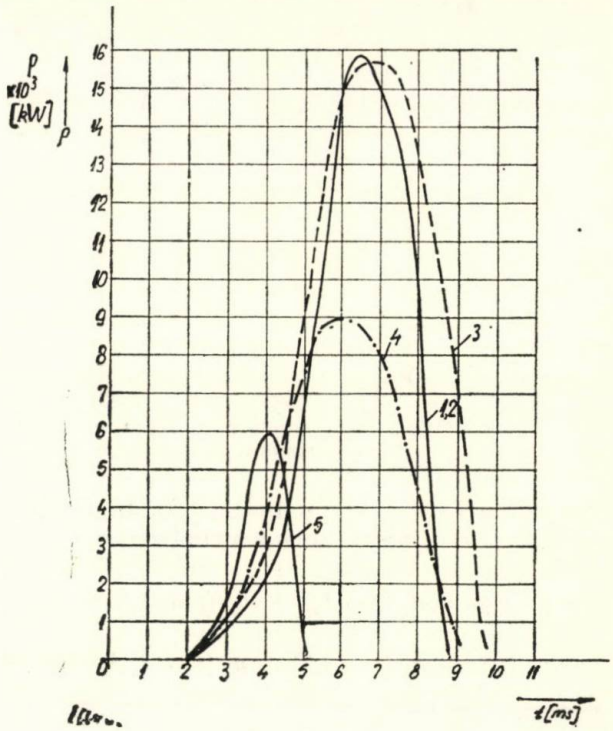


Fig. 6. Diagrama puterii disipate de arcul electric, în cazurile studiate.

electric din figurile 4 și 5. De observat că pentru cazurile descrise de curbele 3, 4 și 5 ipotezele în care a fost calculată valoarea lui K (neglijarea puterii cedate prin convecție și radiație) devin incerte. Pentru aceste situații este de așteptat să se obțină valori mai mari pentru puterea disipată funcție de timp. Totuși, acest lucru nu modifică sensibil alura curbelor din figura 6, concluziile desprinse rămînînd valabile.

Calculele au fost efectuate cu o mașină de calculat tip FELIX CE—32.

Metoda expusă se poate transpune ușor pe calculatorul numeric. Acest lucru permite folosirea unui polinom de aproximare de grad superior, ceea ce duce la o creștere a preciziei de definire a curentului de deconectare impus, curba curentului trecînd printr-un număr de puncte egal cu gradul polinomului.

Concluzii

Analizînd curbele din figurile 4, 5 și 6, se observă că obținerea unui curent de deconectare la scurtcircuit cu o valoare de vîrf redusă, de forma 3, 4, sau 5, se poate realiza prin activarea procesului de cedare a căldurii de către

arcul electric, în primele momente ale deconectării. Aceasta determină mărirea tensiunii de ardere a arcului electric, producînd limitarea de curent. Metoda prezentată oferă indicații cantitative asupra modului în care tensiunea de arc trebuie să evolueze în timp, respectiv, asupra valorilor pe care trebuie să le atingă puterea disipată, pentru a se realiza o formă prescrisă a curentului limitat.

Situația descrisă de curbele 5, deși asigură curent limitat și integrala Joule de valori foarte reduse, implică anumite dificultăți. Acestea se referă la faptul că aparatul limitator trebuie să fie dotat cu o cameră de stingere care să asigure o creștere rapidă a tensiunii arcului pînă la valori ridicate, precum și datorită faptului că la deconectare pot apare supratensiuni de comutație mari, din cauza variației rapide a curentului. Ținînd seama de momentul trecerii prin zero a curentului, în acest caz, tensiunea oscilantă de restabilire va acuza o valoare de vîrf mare, fapt care ar putea face întreruperea incertă. De aceea, este recomandabil a se urmări modificări constructive care să ducă la o funcționare conform cazurilor 3 sau 4. Pentru aceasta, camera de stingere trebuie să producă creșterea tensiunii arcului electric în primele milisecunde ale deconectării, după care aceasta trebuie să rămînă la valori moderate. Curentul limitat în aceste cazuri, va avea o valoare de vîrf redusă și o durată care să elimine în bună parte dezavantajele cazului 5 de deconectare. Rezultă că diminuarea integralei Joule asigurată de aparatul limitator, trebuie să se realizeze în principal prin micșorarea valorii de vîrf a curentului și nu prin reducerea sub anumite limite a timpului de deconectare t_d.

Din figura 6 se observă că valorile maxime ale puterii disipate diminuează o dată cu scăderea curentului limitat. Aceasta arată că noile camere de stingere nu vor suporta solicitări mai mari, din punct de vedere termic, în comparație cu cazul inițial.

Din necesitatea de a crește puterea disipată în primele momente ale deconectării, este de așteptat ca soluțiile constructive folosite la aparatele ultrarapide de curent continuu, să se extindă și la aparatele limitatoare de curent alternativ. Ne referim, în special, la necesitatea de a mări viteza de deschidere a contactelor și la introducerea suflajului. Desigur, în acest sens vor avea o mare importanță implicațiile de natură economică.

Metoda de calcul și relațiile obținute pot fi utilizate ca punct de plecare a unui studiu pe calculator al acestui tip de aparate.

Deducerea relației (11). Anexa 1.

Se va examina relația (10), în care se fac următoarele notații:

$$\mathfrak{L}i = \hat{U}\cos\sigma \underbrace{\frac{\omega}{(L_p + R)(p^2+\omega^2)}}_{F_1(p)} + \hat{U}\sin\sigma \underbrace{\frac{p}{(L_p + R)(p^2+\omega^2)}}_{F_2(p)} + \underbrace{\frac{Li_d}{L_p + R}}_{F_3(p)} - \underbrace{\frac{1}{L_p + R}\sum_{k=0}^{n}\frac{k!a_k}{p^{k+1}}}_{F_4(p)}. \quad (11)$$

Se vor calcula pe rînd originalele celor patru termeni din expresia curentului în domeniul imagine.

Aplicînd teorema Borel, se poate scrie pentru primul termen:

$$\mathfrak{L}^{-1}F_1(p) = \frac{\hat{U}}{L}\cos\sigma\int_0^t e^{\frac{t-\tau}{T}}\sin\omega\tau\,d\tau =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L}\cos\sigma\, e^{-\frac{t}{T}}\int_0^t e^{\frac{\tau}{T}}\sin\omega\tau d\tau =$$

$$= \frac{\hat{U}}{L}\frac{L^2}{\omega^2L^2+R^2}\cos\sigma\left(\frac{R}{L}\sin\omega t - \right.$$

$$\left. - \omega\cos\omega t + \omega e^{-\frac{t}{T}}\right). \quad (24)$$

Cu notația:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega L}{R} \quad (25)$$

rezultă originalul primului termen:

$$\mathfrak{L}^{-1}F_1(p) = \frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2+\omega^2L^2}}\cos\sigma\,(\cos\varphi\sin\omega t -$$

$$- \sin\varphi\cos\omega t + \sin\varphi\, e^{-\frac{t}{T}}). \quad (26)$$

Similar se deduce originalul celui de al doilea termen, care este de forma:

$$\mathfrak{L}^{-1}F_2(p) = \frac{\hat{U}}{\sqrt{R^2+\omega^2L^2}}\sin\sigma\,(\cos\varphi\cos\omega t +$$

$$+ \sin\varphi\,\sin\omega t - \cos\varphi\, e^{-\frac{t}{T}}). \quad (27)$$

Obținerea originalului celui de al treilea termen nu prezintă dificultate:

$$\mathfrak{L}^{-1}F_3(p) = i_d e^{-\frac{t}{T}}. \quad (28)$$

Pentru a afla originalul pentru $F_4(p)$ se observă că :

$$F_4(p) = \sum_{k=0}^{n} F_k(p), \tag{29}$$

unde s-a notat :

$$F_k(p) = \frac{k!a_k}{L} \frac{1}{\left(p+\frac{1}{T}\right)p^{k+1}}, \tag{30}$$

Se observă că :

$$\mathfrak{L}^{-1} F_k(p) = \frac{k!a_k}{L} \mathfrak{L}^{-1} \frac{1}{\left(p+\frac{1}{T}\right)p^{k+1}}. \tag{31}$$

Se va calcula prin reziduuri originalul expresiei :

$$\mathfrak{L}^{-1} \frac{1}{\left(p+\frac{1}{T}\right)p^{k+1}} = \Sigma Rez \frac{e^{pt}}{\left(p+\frac{1}{T}\right)p^{k+1}}, \tag{32}$$

$$\Sigma Rez \frac{e^{pt}}{\left(p+\frac{1}{T}\right)p^{k+1}} =$$

$$= \underbrace{\left| \frac{e^{pt}}{p^k(k+1)\left(p+\frac{1}{T}\right)+p^{k+1}} \right|_{p=-\frac{1}{T}}}_{f_{k1}(t)} +$$

$$+ \frac{1}{k!} \underbrace{\left| \frac{d^{(k)}}{dp^k}\left(\frac{e^{pt}}{p+\frac{1}{T}}\right) \right|_{p=0}}_{f_{k2}(t)}. \tag{33}$$

Termenul $f_{k1}(t)$ se poate aduce prin transformări simple la forma :

$$f_{k1}(t) = \left| \frac{e^{pt}}{p^k(k+1)\left(p+\frac{1}{T}\right)+p^{k+1}} \right|_{p=-\frac{1}{T}} =$$

$$= (-1)^{k+1} T^{k+1} e^{-\frac{t}{T}}. \tag{34}$$

Pentru evaluarea lui $f_{k2}(t)$ vom utiliza relația lui Leibniz de derivare a unui produs de funcții. Ținînd seama că derivatele de ordinul j ale funcțiilor care intră în compunerea lui $f_{k2}(t)$, au expresiile :

$$\frac{d^{(j)}}{dp^j}\left(\frac{1}{p+\frac{1}{T}}\right) = \frac{(-1)^j j!}{\left(p+\frac{1}{T}\right)^{j+1}}, \tag{35}$$

$$\frac{d^{(j)}}{dp^j}(e^{pt}) = t^j e^{pt}, \tag{36}$$

se poate scrie :

$$\frac{d^{(k)}}{dp^k}\left(\frac{e^{pt}}{p+\frac{1}{T}}\right) = \sum_{j=0}^{k} C_k^j t^{k-j} e^{pt} \frac{(-1)^j \cdot j!}{\left(p+\frac{1}{T}\right)^{j+1}}. \tag{37}$$

Pentru $p = 0$, relația (37) poate fi adusă la forma :

$$\left| \frac{d^{(k)}}{dp^k}\left(\frac{e^{pt}}{p+\frac{1}{T}}\right) \right|_{p=0} = k!T^{k+1} \sum_{j=0}^{k} \frac{(-1)^j}{(k-j)!}\left(\frac{t}{T}\right)^{k-j}. \tag{38}$$

Cu aceasta rezultă imediat $f_{k2}(t)$:

$$f_{k2}(t) = T^{k+1} \sum_{j=0}^{k} \frac{(-1)^j}{(k-j)!}\left(\frac{t}{T}\right)^{k-j}. \tag{39}$$

Pe baza acestor calcule se poate obține originalul celui de al patrulea termen :

$$\mathfrak{L}^{-1} F_4(p) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{n} (-1)^{k+1} k!\, a_k\, T^{k+1} \left[e^{-\frac{t}{T}} + \right.$$

$$\left. + \sum_{j=0}^{k} \frac{(-1)^{j+k+1}}{(k-j)!}\left(\frac{t}{T}\right)^{k-j} \right]. \tag{40}$$

Ținînd seama de (11) se obține prin operații simple expresia curentului limitat :

$$i = \hat{I}\,[\sin(\omega t - \alpha + \varepsilon) + \sin(\alpha - \varepsilon)\, e^{-\frac{t}{T}}] +$$

$$+ i_d e^{-\frac{t}{T}} \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{n} (-1)^{k+1} k!\, a_k T^{k+1} \left[e^{-\frac{t}{T}} + \right.$$

$$\left. + \sum_{j=0}^{k} \frac{(-1)^{j+k+1}}{(k-j)!}\left(\frac{t}{T}\right)^{k-j} \right] \eta(t). \tag{12}$$

Funcția $\eta(t)$ apare datorită faptului că pentru $t \leqslant 0$, coeficienții a_k sînt nuli.

Anexa 2

Deducerea relației (13).

Cu schimbarea de variabilă : $t = \tau - t_a$ se revine cu origina timpului în momentul apariției curentului de scurtcircuit. Din relația (12) rezultă :

$$i = \hat{I}\,[\sin(\omega\tau - \alpha) + \sin(\alpha - \varepsilon) e^{-\frac{\tau - ta}{T}}] +$$

$$+ i_d e^{-\frac{\tau - ta}{T}} - \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{n} (-1)^{k+1} k!\, a_k\, T^{k+1} \left[e^{-\frac{\tau - ta}{T}} + \right.$$

$$\left. + \sum_{j=0}^{k} \frac{(-1)^{j+k+1}}{(k-j)!}\left(\frac{\tau - ta}{T}\right)^{k-j} \right] \eta(\tau - ta). \tag{41}$$

Valoarea lui i_d se obține cu condiția ca pentru $\tau = 0$ curentul să fie nul :

$$id = \hat{I}\,[\sin\alpha\, e^{-\frac{ta}{T}} + \sin(\varepsilon - \alpha)]. \tag{42}$$

Introducînd i_d în relația (41) și revenind la notarea cu t a timpului curent, rezultă expresia curentului prin circuit :

$$i = \hat{I}\left[\sin\alpha\, e^{-\frac{t}{T}} + \sin(\omega t - \alpha)\right] - \\ -\frac{1}{L}\sum_{k=0}^{n}(-1)^{k+1}\, k!\, a_k T^{k+1}\left[e^{-\frac{t-t_a}{T}} + \right. \\ \left. + \sum_{j=0}^{k}\frac{(-1)^{j+k+1}}{(k-j)!}\left(\frac{t-t_a}{T}\right)^{k-j}\right]\eta(t-ta). \quad (43)$$

Bibliografie

[1] *Treptow, A.* Selektivgestaffelte strombegrenzende Leistungsschalter ein optimaler Schutz für Anlagen und Verteilungen. In : AEG-Mitt. **56** (1966), 2, p. 133—138.

[2] *Treptow, A.* AEG-RAPID—Schalter, ein neues System für stombegrenzenden, selektiven Anlagenschutz. In : Techn. Mitt. AEG-Telefunken, 58, (1968), 1, p. 36—38.

[3] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1972.

[4] *Hortopan, G.* și *Trușcă, V.* Modele matematice ale arcului electric în contactoarele de joasă tensiune de curent alternativ. În : Electrotehnica, **21**, nr. 3, martie 1973.

[5] *Molas, A.* Disjoncteurs-limiteurs, basse tension à courant alternatif. In : RGE, **67**, (1958), 5, p. 259—276.

[6] *Franken, H.* Niederspannungs Leistungsschalter. Springer Verlag Berlin, Heidelberg, New-York, 1970.

[7] *Klemens, H., Koppelmann, F.* Die Problematik des Synchronen Schaltern von Wechselstrom mit mehanischen Schaltern in Niederspannungsbereich. In : ETZ-A **86**, (1965), 13, p. 417—421.

[8] *Șerbănescu, M.* Durata arcului electric și lungimea lui de stingere în aparatele de medie tensiune cu suflaj magnetic. In : Electrotehnica **9**, 1970, p. 339—348.

[9] *Fehling, H.*, Die neue Reihe Strombegrenzender AEG-Niederspannungs-Leistungsschalter typ MY für 400 bis 2000 A Nennstrom. In : AEG-Mitt. **54** (1964), 3/4, p. 270—274.

[10] *Treptow, A., Wulf, O.* Strombegrenzende Ausschaltungen mit den neuen AEG-Leistungsschaltern typ MY. In : AEG-Mitt. **54** (1964), 3/4, p. 274—280.

[11] *Hillebrand, G.* Die erste vollständige Reihe strombegrenzender Drehstrom-Leistungsschalter von 16A bis 2000 A, ein Wendepunkt im Anlagenschutz. In : AEG-Mitt. **57** (1967), 2, p. 68—71.

[12] *Angot, A.* Complemente de matematici pentru ingineri din electrotehnică și telecomunicații. Editura Tehnică' București, 1966.

[13] *Bron, O., Zaleski, A.* Elektriceskaia duga otkloneniia. Gossenergoizdat, Moskva, Leningrad, 1963.

[14] *Salvadori, M. G., Baron, M. I.* Metode numerice în tehnică. Editura tehnică, București, 1972.

Intrat în redacție la 20.IV.1973

Studiul solicitărilor electrodinamice din separatorul rotativ de înaltă tensiune cu ajutorul calculatorului cifric

BERCU HERȘCOVICI și DAN VICOL* — Craiova

CZ 621 545.1.014.32 :621.316.027.3/7 :681.3

1. Ipotezele studiului. Studiul solicitărilor electrodinamice din separatoarele rotative de înaltă tensiune, cu ajutorul calculatorului analogic, s-a dezvoltat într-o lucrare anterioară [1]; concluziile acestui studiu evidențiază posibilitatea determinării unor criterii constructive favorabile și evitarea unora nefavorabile, pe baza analizei curbelor trasate de calculator pentru deplasare, în funcție de timp, reprezentînd ocilațiile mecanice ale cuțitului și izolatorului separatorului.

Limitele și dificultățile tehnice ale studiului pe calculatorul analogic, ca și cerințele recente ale industriei, au condus la preocupări pentru dezvoltarea studiului solicitărilor electrodinamice, cu ajutorul calculatorului cifric [2]; studiul se dezvoltă, în această etapă, în ipoteza parametrilor concentrați — ca și în [1], [3], observînd că la scrierea ecuațiilor ce descriu mișcarea se impune introducerea unor corecții practice pentru valorile maselor m, a constantelor elastice K și de amortizare c, ca urmare a echivalării oscilațiilor de încovoiere cu cele produse de forțele de compresie [4].

Forța perturbatoare F_t, produsă de curentul de scurtcircuit, se va considera numai pentru un semicuțit de separator rotativ ca și în [1], corecțiile numerice introduse rezultînd din datele recente ale separatoarelor rotative de 110 kV de tip SME—110.

În aceste ipoteze se scrie sistemul de ecuații diferențiale, care descriu mișcarea :

— pentru cuțit :

$$\frac{m_1}{2}\cdot\frac{d_{y1}^1}{dt^2} + c_1\left(\frac{d_{y1}}{dt} - \frac{d_{y2}}{dt}\right) + K_1(y_1 - y_2) = \frac{F_2}{2}, \quad (1)$$

— pentru izolator :

$$m_2\frac{d_{y2}^2}{dt^2} + c_2\left(\frac{d_{y2}}{dt} - \frac{d_{y1}}{dt}\right) + c_2\frac{d_{y2}}{dt} + K_1(y_2 - y_1) + \\ + K_2 y_2 = 0, \quad (2)$$

unde, notațiile și simbolurile au aceeași semnificație ca și în [1].

* Ing. *B. Herșcovici* este conferențiar la Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova; iar *D. Vicol* este asistent la aceeași facultate.

2. Dezvoltări. Se aplică transformata Fourier ecuațiilor (1) și (2), obținîndu-se :

$$p^2 \mathcal{F}_{y_1} = A \cdot \mathcal{F}\,(1 - \cos 314\,t)^2 + \\ + pM(\mathcal{F}_{y_2} - \mathcal{F}_{y_1}) + N(\mathcal{F}_{y_2} - \mathcal{F}_{y_1}), \quad (3)$$

$$p^2 \mathcal{F}_{y2} = \frac{1}{\lambda}(p \cdot P \cdot \mathcal{F}_{y_1} - pQ\,\mathcal{F}_{y_2} + R \cdot \mathcal{F}_{y_1} - S\mathcal{F}_{y_2}), \quad (4)$$

unde : $p = j\omega$, este (5)

operatorul transformantei Fourier, $j = \sqrt{-1}$ și ω = pulsația proprie a oscilațiilor mecanice, considerată în continuare ca variabilă independentă :

$\mathcal{F}_{y_1}$ și $\mathcal{F}_{y_2}$ sînt transformatele Fourier ale deplasărilor y_1 și y_2 ;

$\lambda = m_2$ = parametru variabil, reprezentînd masa izolatorului suport, considerată astfel pentru a se putea determina eventualele criterii constructive favorabile amortizării oscilațiilor mecanice, la proiectarea separatoarelor rotative de înaltă tensiune, unde variantele constructive se deosebesc între ele, mai ales, prin masele diferite ale elementelor oscilante (cuțit și izolator suport) ;

$$\mathcal{F}f_{(t)} = \mathcal{F}\ (1 - \cos\ 314\ t)^2 \quad (6)$$

este transformata Fourier a părții variabile $f(t)$ în timp (t = timpul) a forței perturbatoare $\mathcal{F}_t$ din (1), obținută prin luarea în considerație a componentei aperiodice a curentului electric avînd frecvența $f = 50$ Hz și, deci, pulsația $\omega_1 = 2\,\pi$; $f = 314\ s^{-1}$; se are în vedere că $f(t)$ se aplică sub formă de șoc mecanic, adică, are forma :

$$f(t) = \begin{cases} (1 - \cos\ 314\,t)^2, \text{ pentru } 0 < t < \dfrac{1}{50}\,s \\ 0 \qquad\qquad \text{pentru } t \leqslant 0 \text{ și } t \geqslant \dfrac{1}{50}\,s \end{cases} \quad (7)$$

unde : $\dfrac{1}{50} = 0{,}02$ s este perioada curentului electric de scurtcircuit de lovitură, cu frecvența de 50 Hz.

A, M, N, P, Q, R și S sînt constante numerice, depinzînd de parametrii m, K și c din (1) și (2) — aferenți structurii mecanice oscilante a separatoarelor studiate, așa cum apare în [1].

Înlocuind (5) și (6) în (3) și (4), se obține sistemul de ecuații algebrice :

$$\mathcal{F}_{y_1} = \frac{A \cdot \mathcal{F}f}{-\omega^2 + j\omega M + N} + \frac{j\omega M + N}{-\omega^2 + j\omega M + N} \cdot \mathcal{F}_{y_2}, \quad (8)$$

$$\mathcal{F}_{y_2} = \frac{j\omega P + R}{-\omega^2 \lambda + j\omega Q + S} \cdot \mathcal{F}_{y_1}. \quad (9)$$

Pentru a se putea rezolva sistemul de ecuații de mai sus, trebuie determinată, în prealabil, transformata Fourier din (6) ; în acest scop, se prezintă, în figura 1, curba forței electrodinamice $f(t)$ din (7) și care reproduce suficient de exact șocul mecanic produs de curentul de lovitură, de scurtcircuit, contînd pe faptul că întreruptorul de protecție intervine și întrerupe la prima trecere naturală prin zero a curentului.

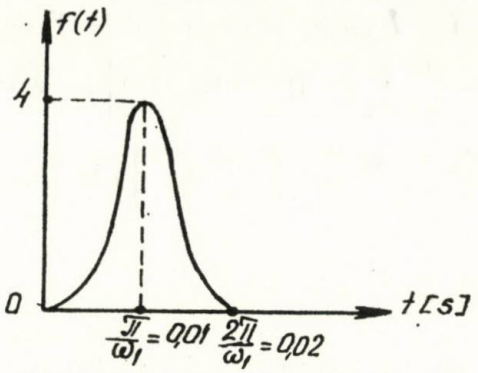


Fig. 1. Curba forței electrodinamice $f(t)$.

Astfel, eroarea rezultată din neglijarea următoarelor amplitudini ale forței electrodinamice și care ar corespunde la $t > 0{,}02$ secunde $\left(t > \dfrac{2\pi}{\omega_1}\ \text{fig. 1}\right)$ este neînsemnată, căci aceste amplitudini au valori mult inferioare față de prima [5].

Determinarea exactă a funcției imagine pentru funcția (7) este complicată și laborioasă ; pentru simpificare, se substituie curbei din figura 1, curba de impuls semisinusoidal din figura 2 :

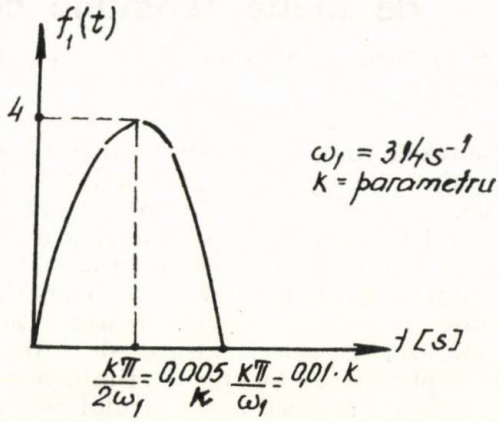


Fig. 2. Curba de impuls semisinusoidal.

Curba (fig. 2) are cunoscută funcția care reprezintă imaginea Fourier [6], echivalarea figurii 1 și figurii 2 permițînd să se scrie :

$$f_1(t) = \begin{cases} 4 \sin \dfrac{\omega_1 t}{k}, \text{ pentru } 0 < t < \dfrac{k\pi}{\omega_1} \\ 0 \qquad\qquad \text{pentru } t \leqslant 0 \text{ și } t \geqslant 0{,}01\,K \end{cases} \quad (10)$$

$$\mathcal{F}f \approx \mathcal{F}f_1 = \frac{\dfrac{4\omega_1}{k}\left(1 - e^{\frac{k\pi \cdot p}{\omega_1}}\right)}{p^2 + \dfrac{\omega_1^2}{k^2}}. \quad (11)$$

În figurile 1 și 2 s-au luat egale cu 4 amplitudinile celor două curbe, întrucît aceasta e valoarea maximă a funcției $f(t)$ din (7), momentul apariției acestei amplitudini fiind $t = \frac{\pi}{\omega_1} = 0{,}01$ s (fig. 1). Parametrul constant k din figura 2

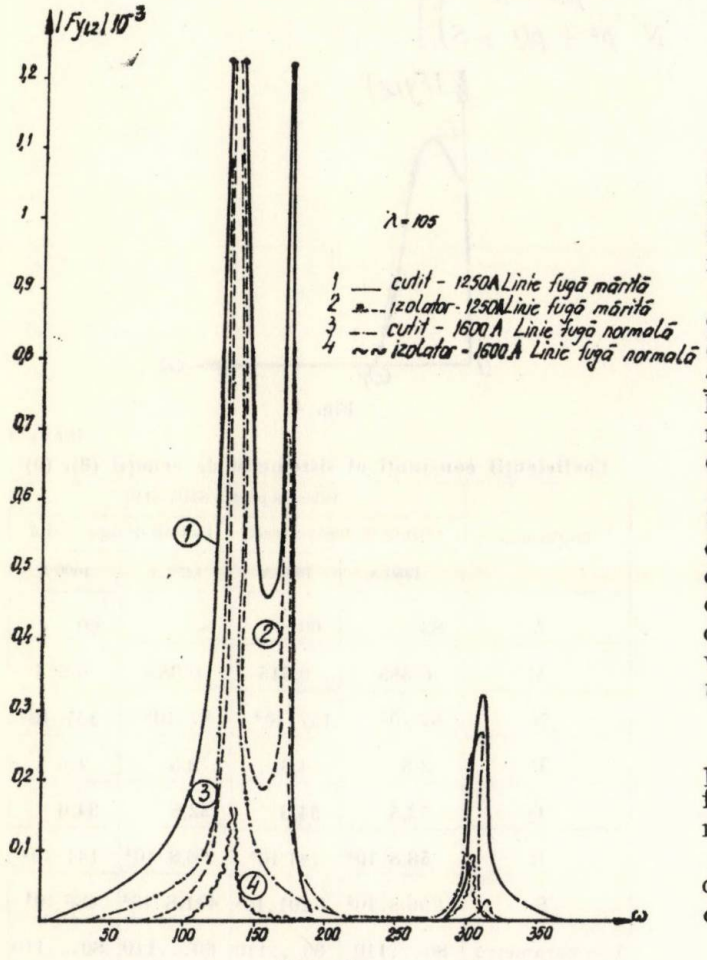


Fig. 3

determină durata impulsului semisinusoidal; acest parametru se determină prin criteriul de echivalență a ariilor delimitate de abscisa curbelor (fig. 1 și 2);

$$\int_0^{\frac{2\pi}{\omega_1}} f dt = \int_0^{k\frac{\pi}{\omega_1}} f_1 d\,t \cdot \qquad (12)$$

Înlocuind (7) și (10) în (12), se obține:

$$\int_0^{\frac{2\pi}{\omega_1}} (1 - \cos \omega_1 t)^2\, dt = 4 \cdot \int_0^{\frac{k\pi}{\omega_1}} \sin \frac{\omega_1 t}{k}\, dt. \qquad (13)$$

Integrînd expresia (13), se obține:

$$\frac{3\pi}{\omega_1} = \frac{4k}{\omega_1}, \text{ adică } k = 0{,}75 \cdot \pi \approx 2{,}35. \qquad (14)$$

Înlocuind (5) și (14) în (11) și cunoscînd că $\omega_1 = 100$, $\pi = 314$ s^{-1}, rezultă:

$$\mathcal{F}f \approx \frac{535\,(1 - e^{-j\omega \cdot 0{,}00235})}{-\omega^2 + 18000}. \qquad (15)$$

Înlocuind (15) în (8), se obține sistemul de două ecuații algebrice, care au drept variabilă independentă pulsația proprie ω a oscilațiilor mecanice; în continuare, se va urmări obținerea succesivă, din (8), (9) și (15), pentru diverse valori ale lui λ din (9) (parametru variabil), a datelor de mai jos:

— Modulele:

$$|\mathcal{F}_{y_1}| = \sqrt{(Re\ \mathcal{F}_{y_1})^2 + (Im\ \mathcal{F}_{y_1})^2}, \qquad (16)$$

$$|\mathcal{F}y_2| = \sqrt{(Re\ \mathcal{F}_{y_2})^2 + (Im\ \mathcal{F}_{y_2})^2}. \qquad (17)$$

Reprezentarea grafică în funcție de ω a expresiilor (16) și (17), curbele obținute fiind spectrele, în domeniul imagine, ale oscilațiilor mecanice aferente structurii din [1], a separatorului rotativ de 110 kV studiat.

În anexa 1 se prezintă demonstrarea faptului că, atunci cînd curbele $|\mathcal{F}_{y_1}|$ și $|\mathcal{F}_{y_2}|$ — funcție de ω tind la zero și la maxim, deplasările y_1 și y_2 (amplitudinile) tind tot la zero și, respectiv, la maxim. Calculul se poate face pe baza algoritmului din anexa 2, cu ajutorul calculatorului electronic cifric Felix C-256.

Aplicație la separatorul rotativ SME—110. Sistemul de ecuații (8), (9) și (15) se rezolvă pe calculator pentru datele numerice din anexa 3, care corespund la patru variante constructive de separatoare rotative de 110 kV tip SME-110, care se realizează la „Electroputere"-Craiova; valorile variabilei independente ω se iau în trepte apropiate, cuprinse în domeniul

$$0 < \omega < 1000\ s^{-1}, \qquad (18)$$

pentru a se putea reprezenta grafic cît mai fidel spectrele oscilațiilor cuțitului și ale izolatorului suport.

Curbele obținute se prezintă în figura 3 pentru diverse valori ale lui λ, observînd că pentru $\omega > 400$ s^{-1}, $|\mathcal{F}_{y_1}|$ și $|\mathcal{F}_{y_2}|$ tind la zero.

Concluzii

Dezvoltările realizate în lucrare permit ca prin aplicarea transformatei Fourier la ecuațiile de mișcare, care descriu oscilațiile mecanice, să se ajungă la un sistem de ecuații algebrice cu coeficienți complecși; rezolvarea pe calculatorul electronic cifric a acestui sistem permite determinarea domeniului de pulsații proprii periculoase pentru structura mecanică studiată.

În cazul aplicației făcute, acest domeniu este între:

$$100 < \omega p < 190,$$
$$270 < \omega p < 325. \qquad (19)$$

Aceste pulsații proprii trebuie evitate la proiectarea separatorului rotativ de 110 kV.

Metodica arătată permite un calcul expeditiv și exact, folosind echipamentul electronic de calcul.

Într-o lucrare viitoare autorii își propun dezvoltarea metodei de studiu de mai sus pentru constantele distribuite ale structurii mecanice.

Anexa 1

Valoarea inițială a originalului :

$$y(0) = \lim_{p\to\infty} [\,|\mathcal{F}_{y_{1,2}}(p)|\,] = 0 \quad (t\to 0 \ldots p\to\infty) \quad (1.1)$$

$$\lim_{p\to\infty} [\mathcal{F}_{y_1}(p)|] = \lim_{p\to\infty} \left[\left| \frac{A(1-e^{-0{,}00235\,p})}{(p^2+18\,000)\left(1-\frac{pM+N}{p^2+pM+N}\cdot\frac{pP+R}{p^2+pQ+S}\right)} \right| \right] = 0 \quad (1.2)$$

$$\lim_{p\to\infty} [\,|\mathcal{F}_{y_2}(p)|] = \lim_{p\to\infty} \left[\left| \frac{pP+R}{p^2+pQ+R} \cdot \mathcal{F}_{y_1}(p) \right| \right] = 0 \quad (1.3)$$

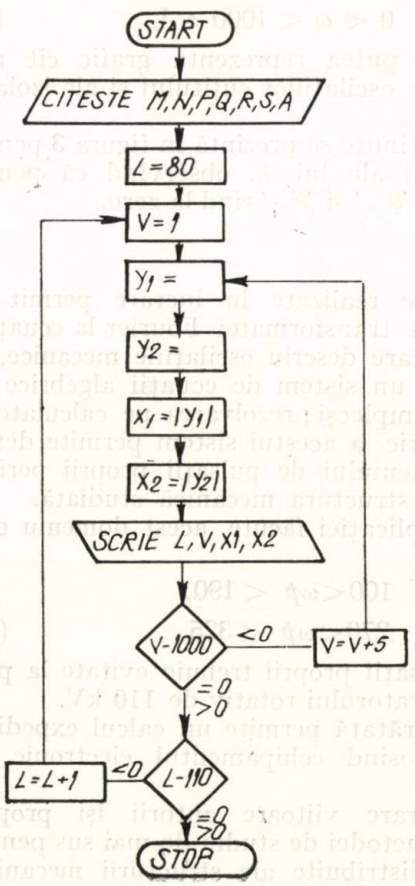
Conform [7], metoda trapezelor pentru inversarea funcțiilor din domeniul imagine în cel real arată că (fig. 4) :

$$y(t) = rh\left(\frac{t_0}{\omega_t}\right), \quad (1.4)$$

unde : ω_t este pulsația de tăiere ; $h(t_0)$ — coeficienți pentru funcția inversă.

În rezumat, metoda constă în aproximarea domeniilor de amplitudine mare a lui $|\mathcal{F}_{y_{1,2}}|$ cu trapeze, așa cum se arată în figura 4. Se observă că în expresia (1,4), $y(t)$ este proporțional cu r, factorul $h\left(\frac{t_0}{\omega_t}\right)$ neavînd o pondere prea mare.

Anexa 2



[7]. Astfel, se vede că, dacă :

$$|\mathcal{F}_{y_{1,2}}| \to \infty \Rightarrow y_{1,2}(t) \to \infty,$$

$$|\mathcal{F}_{y_{1,2}}| \to \max \Rightarrow y_{1,2}(t) \approx \max.$$

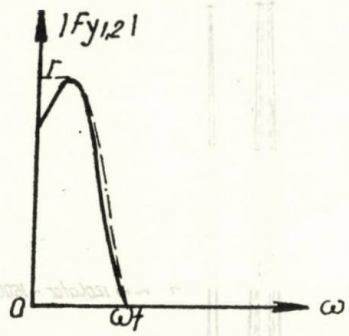


Fig. 4

Anexa 3

Coeficienții constanți ai sistemului de ecuații (8), (9)

Coeficientul	Valoarea pentru SME—110			
	Cu linie de fugă normală		Cu linie de fugă mărită	
	1250 A	1600 A	1250 A	1600 A
A	83	60	83	60
M	0,385	0,515	0,385	0,515
N	$87{,}10^3$	157.10^3	87.10^3	$157\cdot10^3$
P	2,5	4,6	2,5	4,6
Q	52,5	54,6	32,5	34,6
R	$56{,}8.10^4$	141.10^4	$56{,}8\cdot10^4$	$141\cdot10^4$
S	$1\,206{,}8.10^4$	$1\,291.10^4$	$401{,}8\cdot10^4$	$486{,}10^4$
λ = parametru variabil	80...110	80...110	80...110	80...110

Bibliografie

[1] *Herșcovici, B.* Solicitări la forțele electrodinamice din căile de curent ale separatoarelor rotative de înaltă tensiune ; In : Electrotehnica **20**, nr. 10, oct 1972, pag. 378—383.

[2] *Herșcovici, B., Vicol, D.* Elaborarea unor metode de studiu și a unor programe de calcul pentru dimensionarea căilor de curent ale separatoarelor de medie și de înaltă tensiune „Electroputere", la stabilitatea electrodinamică de scurtcircuit. Contract de cercetare cu CIMAE-CCP-Craiova, nr. 14 098/416 007/73.

[3] *Herșcovici, B.* Influența forțelor electrodinamice asupra funcționării aparatelor de comutație de medie tensiune. Teză de doctorat la IPB-1973.

[4] *Hortopan, G.* Referat privind teza de doctorat [3], nov 1973.

[5] *Hortopan, G.* Aparate electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1972.

[6] *Harris, M. C., Crade, C. E.* Șocuri și vibrații, vol. I, și II (traducere din limba engleză — SUA), Ed. tehnică București, 1968.

[7] *Besekerski* și alții. Teoria reglării automate, Ed. tehnică, București, 1964.

Intrat în redacție la 26.IV.1974

Calculul triplorului feromagnetic de frecvență

CONSTANTIN GHIȚĂ* — București

CZ 621.314.263.001.2

Triplorul feromagnetic de frecvență cu trei miezuri, monofazat, alimentat în trifazat, numit și triplor Spinelli (fig. 1), este utilizat în prezent la alimentarea diverselor aparaturi industriale: instalații de sudură, instalații de electroeroziune, motoare de mare viteză, lămpi luminiscente, cuptoare de încălzire prin inducție ș.a. [1]—[8]. Datorită avantajelor sale: preț de cost scăzut, execuție simplă, siguranță mare în funcționare, randament ridicat (pînă la 90%), s-au construit în ultimii ani triploare cu puteri ce depășesc 3 000 kVA.

Calculul analitic al triplorului feromagnetic de frecvență nu este simplu deoarece caracteristicile magnetice ale miezurilor sale prezintă neliniarități pronunțate. În lucrările [1], [3], [9] se abordează problema calculului triplorului de frecvență Spinelli, aproximîndu-se caracteristica magnetică a unui miez prin două segmente de dreaptă. În lucrarea [10] se studiază efectul de releu care apare la funcționarea în sarcină capacitivă a aceluiași tip de triplor, aproximîndu-se caracteristica magnetică, printr-un polinom de gradul trei, iar în lucrarea [13] se studiază efectul de releu, aproximîndu-se caracteristica menționată printr-un sinus hiperbolic.

O rezolvare inginerească suficient de precisă a problemei calculului triplorului feromagnetic de frecvență monofazat, alimentat în trifazat este făcută în [14], prin metoda modelizării fizice.

În acest articol se abordează problema calculului analitic al triplorului de frecvență Spinelli, aproximînd caracteristica magnetică a unui miez cu o funcție exponențială. Metoda aplicată este asemănătoare cu aceea folosită la calculul dublorului feromagnetic de frecvență din lucrarea [15], în care se arată că aproximarea cu o funcție exponențială a caracteristicii magnetice, permite o prezentare comodă și suficient de precisă a teoriei dispozitivelor magnetice neliniare. Calculul triplorului feromagnetic de frecvență, este prezentat fără circuit de premagnetizare în c.c., deoarece luarea în considerație a acestuia, este posibilă, dar conduce la un volum foarte mare de calcule.

1. Ecuații generale de funcționare

Funcționarea în regim permanent a triplorului feromagnetic de frecvență, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 1, este descrisă de următorul sistem de ecuații:

$$
\begin{cases}
-w_1 S_{Fe}\dfrac{\mathrm{d}b_I}{\mathrm{d}t} = R_1 i_a - \sqrt{2}\,U_a\cos\omega t \\
-w_1 S_{Fe}\dfrac{\mathrm{d}b_{II}}{\mathrm{d}t} = R_1 i_b - \sqrt{2}\,U_b\cos\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\
-w_1 S_{Fe}\dfrac{\mathrm{d}b_{III}}{\mathrm{d}t} = R_1 i_c - \sqrt{2}\,U_c\cos\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right) \\
-w_3 S_{Fe}\dfrac{d}{\mathrm{d}t}(b_I + b_{II} + b_{III}) = 3R_3 i_3 + \\
\qquad + \dfrac{1}{C_3}\int i_3\,\mathrm{d}t + u_3 \\
u_3 = R_s i_3 + L_s\dfrac{\mathrm{d}i_3}{\mathrm{d}t} + \dfrac{1}{C_s}\int i_3\,\mathrm{d}t \qquad (1) \\
h_I = F(b_I) \\
h_{II} = F(b_{II}) \\
h_{III} = F(b_{III}) \\
w_1 i_a + w_3 i_3 = l_{Fe} h_I \\
w_1 i_b + w_3 i_3 = l_{Fe} h_{II} \\
w_1 i_c + w_3 i_3 = l_{Fe} h_{III}.
\end{cases}
$$

La scrierea acestor ecuații s-au neglijat fluxurile de dispersie, curenții de deplasare dintre spirele bobinelor și efectul pelicular. Aceste

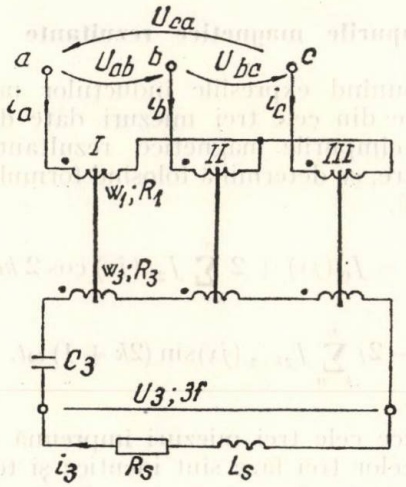


Fig. 1. Schema de principiu a triplorului feromagnetic de frecvență de tip Spinelli.

neglijări sînt admise de obicei la frecvențe sub 500 Hz. Cele 11 ecuații simultane ale sistemului (1) sînt suficiente pentru a determina

* Ing. *C. Ghiță* este asistent la Institutul politehnic din București.

cele 11 necunoscute : i_a, i_b, i_c, i_3, u_3, b_I, b_{II}, b_{III}, h_I, h_{II}, h_{III}.

Inducțiile magnetice rezultante din cele trei miezuri au o variație nesinusoidală în timp.

Vom face ipoteza că armonicile de ordin superior, mai mare ca trei, sînt neglijabile. În acest caz, neglijînd inducțiile magnetice remanente din cele trei miezuri și considerînd triplorul alimentat cu un sistem trifazat simetric, echilibrat, de tensiuni, se pot scrie relațiile :

$$\begin{cases} b_I = B_1 \sin \omega t + B_3 \sin (3\,\omega t - \psi) \\ b_{II} = B_1 \sin\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) + B_3 \sin (3\omega t - \psi) \\ b_{III} = B_1 \sin\left(\omega t + \dfrac{2\pi}{3}\right) + B_3 \sin (3\omega t - \psi). \end{cases} \tag{2}$$

Dacă se presupun expresiile inducțiilor magnetice rezultante din cele trei miezuri de forma de mai sus, se introduc trei necunoscute suplimentare : B_1, B_2 și ψ, așa încît sistemul de ecuații (1) rămîne în continuare determinat. Rezolvarea acestui sistem se va face aproximînd caracteristica magnetică $h = F(b)$ a unui miez, printr-o funcție exponențială :

$$h = \alpha (e^{\beta b} - 1). \tag{3}$$

În final, după rezolvarea sistemului de ecuații (1), se va determina caracteristica externă a triplorului la funcționarea acestuia în sarcină rezistivă, arătîndu-se că situația unei sarcini complexe, formată din rezistență, inductivitate și capacitate, va fi studiată numai cu ajutorul funcționării în sarcină rezistivă, dacă triplorul este compensat.

2. Cîmpurile magnetice rezultante

Presupunînd expresiile inducțiilor magnetice rezultante din cele trei miezuri date de expresiile (2), cîmpurile magnetice rezultante corespunzătoare, se determină folosind formula cunoscută [16].

$$e^{x \sin \omega t} = J_0 (jx) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k} (jx) \cos 2k\omega t -$$

$$- 2j \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1} (jx) \sin (2k + 1)\, \omega t. \tag{4}$$

Deoarece cele trei miezuri împreună cu înfășurările celor trei faze sînt identice și tensiunile de alimentare formează un sistem trifazat, simetric și echilibrat, pentru calculul triplorului, este suficient să se studieze fenomenele pentru o singură fază — de exemplu pentru faza întîi. Neglijînd armonicile superioare ordinului trei și ținînd seama de relațiile (2), (3), (4), se obține expresia cîmpului magnetic rezultant din primul miez sub forma :

$$h_I = H_1 \sin (\omega t - \alpha_1) + H_3 \sin (3\omega\, t - \alpha_3), \tag{5}$$

unde :

$$\begin{cases} H_1 = \alpha \sqrt{c^2 + f^2 + 2f\, c \cos \psi} \\ H_3 = \alpha \sqrt{d^2 + e^2 + 2\, de \cos \psi} \\ \alpha_1 = \operatorname{arctg} \dfrac{f \sin \psi}{c + f \cos \psi} \\ \alpha_3 = \operatorname{arctg} \dfrac{e \sin \psi}{d + e \cos \psi}. \end{cases} \tag{6}$$

Neglijarea inducțiilor magnetice remanente din cele trei miezuri, precum și lipsa circuitului de premagnetizare în c.c. fac ca în expresiile cîmpurilor magnetice rezultante să nu apară componenta continuă și nici armonica de ordinul doi [17]. Asta înseamnă că în orice regim de funcționare a triplorului trebuie să mai fie îndeplinite și condițiile :

$$\begin{cases} \alpha \left(\dfrac{a}{2} + h \cos \psi - 1\right) = 0 \\ \alpha \sqrt{b^2 + g^2 + 2\, bg \cos \psi} = 0. \end{cases} \tag{7}$$

Prima condiție reprezintă componenta continuă a cîmpului magnetic rezultant din miezul I, iar a doua, armonica de ordinul doi a aceluiași cîmp.

În relațiile (6) și (7) apar 8 funcțiuni neliniare, dependente numai de inducțiile B_1 și B_3.

$$\begin{cases} a = 2\, J_0 (j\beta\, B_1)\, J_0 (j\, \beta\, B_3) \\ b = 2 J_0 (j\beta\, B_3) J_2 (j\, \beta\, B_1) \\ c = -\, 2 J_0 (j\, \beta\, B_3)\, j\, J_1 (j\, \beta\, B_1) \\ d = -\, 2\, J_0 (j\, \beta\, B_3)\, j\, J_3 (j\, \beta\, B_1) \\ e = -\, 2\, J_0 (j\, \beta\, B_1)\, j\, J_1 (j\, \beta\, B_3) \\ f = -\, 2 j J_1 (j\, \beta\, B_3)\, J_2 (j\, \beta\, B_1) \\ g = 2\, j J_1 (j\, \beta\, B_1)\, j J_1 (j\, \beta\, B_3) \\ h = 2\, j\, J_1 (j\, \beta\, B_3)\, j\, J_3\, (j\, J_3 (j\, B_1). \end{cases} \tag{8}$$

Dacă se cunoaște cîmpul magnetic rezultant, se poate calcula curentul care trece prin circuitul secundar folosind relația :

$$i_3 = \frac{l_{Fe}}{w_3} H_3 \sin (3\, \omega t - \alpha_3). \tag{9}$$

Valoarea efectivă a curentului secundar obținută imediat este :

$$I_3 = \frac{l_{Fe} H_3}{\sqrt{2}\, w_3}. \tag{10}$$

Asemănător se calculează și armonica întîi a curentului absorbit de triplor, de la rețeaua de alimentare pe fază a:

$$i_{a_1} = \frac{l_{Fe}}{w_1} H_1 \sin(\omega t - \alpha_1), \tag{11}$$

și valoarea efectivă a acestei armonici, care este :

$$I_{a_1} = \frac{l_{Fe} H_1}{\sqrt{2}\, w_1}. \tag{12}$$

3. Calculul armonicilor inducției magnetice

Deducerea curenților i_3 și i_{a_1} presupune cunoașterea inducțiilor B_1, B_3 și a defazajului ψ. În ipoteza că circuitul de sarcină este parcurs de un curent sinusoidal de pulsație 3ω, inductivitatea L_s a sarcinii se poate echivala cu o capacitate de valoare :

$$C_e = \frac{1}{9\omega^2 L_s}. \tag{13}$$

Acest fapt permite să se studieze numai cazul sarcinii rezistive, urmînd ca în cazul sarcinii rezistiv-inductive să se determine o nouă valoare a capacității de compensare longitudinală. Prin urmare, ecuația a patra a sistemului (1)—ținînd seama de faptul că suma armonicilor fundamentale ale inducțiilor magnetice rezultante din cele trei miezuri este nulă — devine :

$$-w_3 S_{Fe} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[3B_3 \sin(3\omega t - \psi) \right] = R'_3 i_3 + \\ + \frac{1}{C_3}\int i_3 \,\mathrm{d}t, \tag{14}$$

unde s-a folosit notația $R'_3 = 3R_3 + R_s$. În relația de mai sus, se înlocuiește curentul i_3 cu valoarea dată de relația (9), pusă sub următoarea formă echivalentă :

$$i_3 = \frac{\alpha l_{Fe}}{w_3}\left[(d\cos\psi + e)\sin(3\omega t - \psi) + \right. \\ \left. + d\sin\psi\cos(3\omega t - \psi)\right],$$

iar din compararea coeficienților termenilor în sinus și cosinus se obțin relațiile următoare :

$$\begin{cases} -Rd\sin\psi + Sd\cos\psi = TB_3 - Se \\ Sd\sin\psi + Rd\cos\psi = -Re, \end{cases} \tag{15}$$

în care :

$$\begin{cases} R = \dfrac{\alpha l_{Fe} R'_3}{w_3} \\ S = \dfrac{\alpha l_{Fe}}{3\omega C_3 w_3} \\ T = 9 w_3 S_{Fe} \omega. \end{cases} \tag{16}$$

Din relațiile (15), după ce se ridică la pătrat și se adună, se obține ecuația :

$$(R^2 + S^2)\left(\frac{d}{e}\right)^2 = \left(S - \frac{TB_3}{e}\right)^2 + R^2, \tag{17}$$

iar după rezolvarea în raport cu $\sin\psi$ și $\cos\psi$, rezultă :

$$tg\,\psi = \frac{TB_3 R}{-STB_3 + (R^2 + S^2)e}. \tag{18}$$

Dîndu-se parametrii constructivi ai triplorului, caracteristica magnetică a acestuia. precum și valorile mărimilor R'_3, C_s, L_s, ω, determinarea pe cale grafică a dependenței $B_3 = f(B_1)$ este posibilă folosind relația (17). În vederea executării unui calcul rapid, se pot folosi tabelele 1 și 2. În acest mod, funcțiunea :

$$e = 2J_0(j\beta B_1)\,[-jJ_1(j\beta B_3)],$$

și raportul :

$$\left(\frac{d}{e}\right)^2 = \left[\frac{J_0(j\beta B_3)\, jJ_3(j\beta B_1)}{J_0(j\beta B_1)\, jJ_1(j\beta B_3)}\right]^2,$$

se determină pentru o mulțime discretă de valori date inducțiilor B_1 și B_3. Prin interpolări liniare se obțin cu suficientă aproximație valori pentru cele două funcțiuni de mai sus, pentru o mulțime continuă de valori date inducțiilor B_1 și B_3. (Pentru o precizie mai mare se pot utiliza tabelele din lucrarea [20]). În cazul sarcinii pur rezistive, cînd triplorul funcționează fără condensator de compensare în circuitul de sarcină, caracteristica $B_3 = f(B_1)$ este monotonă, iar în cazul în care se pune în circuitul secundar condensator pentru compensare, carateristica $B_3 = f(B_1)$ are o astfel de formă, încît pentru anumite valori date inducției B_1, inducției B_3 îi corespund două valori. Dependența neunivocă dintre inducțiile B_1 și B_3 se numește efect de releu [10], [13]. Amplitudinea fundamentalei inducției magnetice B_1 se deduce cunoscînd tensiunea de alimentare a triplorului, cu ajutorul primei ecuații a sistemului (1).

$$B_1 \cong \frac{\sqrt{2}\, U_a}{w_1 \omega S_{Fe}}. \tag{19}$$

Valorile funcțiunii $e = 2J_0(j\beta B_1)\left[-jJ_1(j\beta B_3)\right]$

Tabelo 1.

B_3 \ B_1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1,411	2,553	5,465	12,65	30,49	75,29	188,8	478,8	1225	3153	8162	21221
2	4,006	7,250	15,52	35,93	86,59	213,8	536,1	1360	3478	8954	23176	60254
3	9,954	18,01	38,55	89,27	215,1	531,1	1332	3378	8639	22244	57575	0,149*
4	24,59	44,50	95,26	220,5	531,5	1312	3291	8346	21347	54962	0,142*	0,37*
5	61,33	111	237,5	550,1	1325	3272	8207	20813	53236	0,137*	0,355*	0,922*
6	154,6	279,7	598,6	1386	3340	8248	2068	52453	0,134*	0,345*	0,894*	2,324*
7	393,1	711,3	1522	3525	8495	20975	52603	0,133*	0,341*	0,878*	2,273*	5,912*
8	1007	1823	3903	9037	21778	53770	0,134*	0,341*	0,873*	2,251*	5,828*	15,15*
9	2597	4700	10061	23298	56142	0,138*	0,347*	0,880*	2,253*	5,803*	15,02*	39,06*
10	6730	12179	26068	60364	0,145*	0,359*	0,900*	2,281*	5,838*	15,03*	38,93*	101,2*
11	17511	31687	67822	0,157*	0,378*	0,934*	2,34*	5,934*	15,19*	39,12*	101,2*	264*
12	43540	82727	0,174*	0,41*	0,988*	2,439*	6,117*	15,49*	39,65*	102,1*	264*	687*

*) Valorile notate cu asterix, se inmulțesc cu 10^6.

Amplitudinea armonicii a treia a inducției magnetice se află din caracteristica $B_3 = f(B_1)$. Odată calculate inducțiile B_1 și B_3 corespunzătoare unui punct de funcționare a triplorului, se determină cîmpurile magnetice H_1 și H_3, după ce, în prealabil, s-a aflat cos ψ cu ajutorul relației (18).

Folosind relațiile (10) și (12) se calculează curenții care parcurg înfășurările triplorului. Rezultă apoi imediat un punct al caracteristicii externe, deoarece tensiunea la bornele sarcinii se află folosind relația:

$$u_3 = R_s i_3. \tag{20}$$

Asemănător se calculează și alte puncte ale caracteristicii externe a triplorului.

4. Verificări experimentale

Încercările experimentale au fost efectuate pe un triplor feromagnetic cu următorii parametri constructivi: $S_{Fe} = 6{,}45 \cdot 10^{-4}$ m²; $l_{Fe} = 0{,}44$ m; $w_1 = w_3 = 282$ spire; $R_1 = R_3 = 0{,}88$ Ω(la 75°C). Caracteristica magnetică a triplorului este prezentată în figura 2. Coeficienții α și β s-au determinat luînd două puncte M și N, aparținînd caracteristicii magnetice și rezolvînd grafo-analitic sistemul:

$$\begin{cases} h_M = \alpha\,(e^{\beta b_M} - 1) \\ h_N = \alpha\,(e^{\beta b_N} - 1). \end{cases}$$

S-a găsit următoarea expresie analitică aproximativă a carcteristicii magnetice:

$$h = 0{,}027\,(e^{5{,}5b} - 1).$$

Valorile raportului $\left(\frac{d}{e}\right)^2 = \left[\frac{J_0(j\beta B_3)\, jJ_3(j\beta B_1)}{jJ_1(j\beta B_3)\, J_0(j\beta B_1)}\right]^2$

Tabela 2

BB_3 \ BB_1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	0,001	0,0425	0,195	0,441	0,723	1,017	1,29	1,538	1,770	1,974	2,156	2,318
2	0,0004	0,0172	0,0793	0,179	0,294	0,413	0,524	0,625	0,719	0,802	0,876	0,941
3	0,0003	0,0128	0,0589	0,133	0,218	0,306	0,389	0,463	0,534	0,595	0,650	0,699
4	0,0002	0,0112	0,0517	0,117	0,191	0,269	0,341	0,407	0,469	0,522	0,570	0,613
5	0,0002	0,0105	0,0482	0,109	0,179	0,251	0,319	0,380	0,438	0,487	0,532	0,573
6	0,0002	0,010	0,0463	0,105	0,172	0,241	0,306	0,365	0,420	0,468	0,511	0,550
7	0,0002	0,0098	0,0448	0,102	0,167	0,234	0,297	0,354	0,408	0,455	0,497	0,534
8	0,0002	0,0095	0,044	0,099	0,163	0,229	0,291	0,347	0,399	0,445	0,486	0,523
9	0,0002	0,0094	0,043	0,098	0,161	0,226	0,286	0,342	0,393	0,438	0,479	0,515
10	0,0002	0,0093	0,042	0,0969	0,158	0,223	0,283	0,337	0,388	0,433	0,473	0,508
11	0,0002	0,0092	0,042	0,0959	0,157	0,221	0,280	0,334	0,384	0,428	0,468	0,503
12	0,0002	0,0091	0,042	0,0951	0,155	0,219	0,278	0,331	0,381	0,425	0,464	0,499

O mare importanță în obținerea unui rezultat corect îl are aflarea coeficienților α și β. Erorile devin cu atît mai mari, cu cît punctul N (fig. 2) înaintează spre porțiunea foarte saturată a caracteristicii magnetice și cu cît punctul M se apropie de cotul de saturație, din cauză că în aceste situații valoarea lui β cu care sînt proporționale argumentele tuturor funcțiilor Bessel, crește foarte mult, ceea ce face ca șirul J_0, J_1, J_2, ... să nu mai fie puternic convergent, iar neglijarea funcțiunilor J_4, J_5, ... să impieteze precizia rezultatelor, deși în aceste situații caracteristica magnetică aproximată se apropie extrem de mult de cea experimentală. De asemenea, erorile devin nepermis de mari și dacă punctul N se află pe cotul caracteristicii magnetice sau mai jos, iar punctul M se află mult sub cotul de

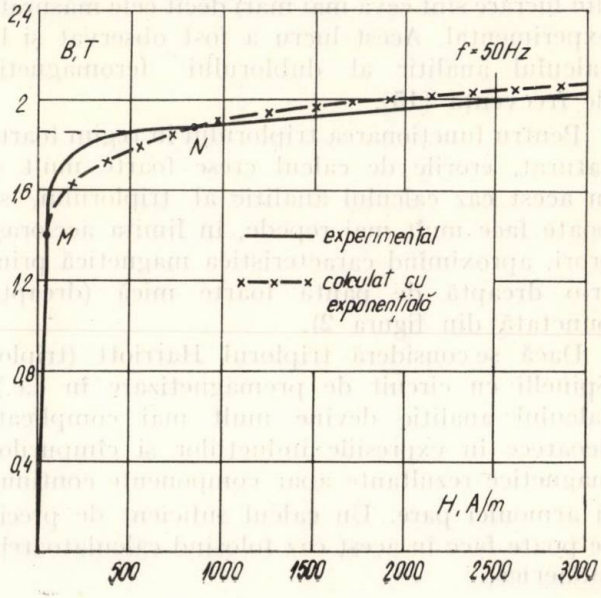


Fig. 2. Caracteristica magnetică a miezului feromagnetic la frecvența de 50 Hz.

saturație, deoarece în aceste cazuri, curba aproximată se depărtează foarte mult de curba ridicată experimental. Pentru exemplificare s-a calculat una din carcteristicile externe ale triplorului, considerînd valorile $C_s = 0$; $L_s = 0$; $C_3 = 33.10^{-6}\ F$; $\omega = 314\ s^{-1}$; $U_a = 85$ V. Curbele experimentală și calculată sînt prezentate în figura 3.

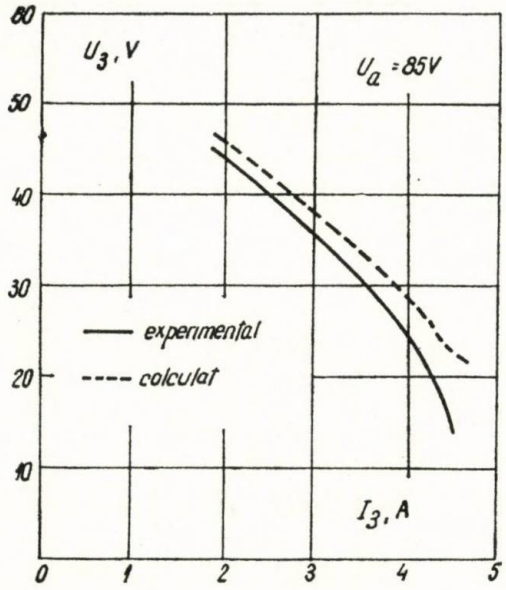


Fig. 3. Caracteristica externă a triplorului compensat, funcționînd în sarcină rezistivă.

5. Concluzii

Calculul analitic al triplorului feromagnetic de frecvență se poate face suficient de precis, aproximînd caracteristica magnetică a miezurilor printr-o funcție exponențială. Valorile tensiunilor și curenților calculate cu relațiile din lucrare sînt ceva mai mari decît cele măsurate experimental. Acest lucru a fost observat și la calculul analitic al dublorului feromagnetic de frecvență [15].

Pentru funcționarea triplorului în regim foarte saturat, erorile de calcul cresc foarte mult și în acest caz calculul analitic al triplorului, se poate face mult mai repede, în limita acelorași erori, aproximînd caracteristica magnetică printr-o dreaptă de pantă foarte mică (dreapta punctată din figura 2).

Dacă se consideră triplorul Harriott (triplor Spinelli cu circuit de premagnetizare în c.c.), calculul analitic devine mult mai complicat, deoarece în expresiile inducțiilor și cîmpurilor magnetice rezultante apar componente continue și armonici pare. Un calcul suficient de precis se poate face în acest caz folosind calculatoarele numerice.

NOTAȚII FOLOSITE

b_I, b_{II}, b_{III} — valorile instantanee ale inducției magnetice rezultante din miezurile I, II, III.
B_1, B_3 — amplitudinile armonicei de ordinul întîi, respectiv de ordinul trei ale inducției magnetice,
C_3 — capacitatea condensatorului de compensare longitudinală.
h_I, h_{II}, h_{III} — valorile instantanee ale cîmpurilor magnetice rezultante din miezurile I, II, III.
H_1, H_3 — amplitudinile armonicei de ordinul întîi, respectiv de ordinul trei ale cîmpului magnetic,
i_a, i_b, i_c — valorile instantanee ale curenților care parcurg cele trei faze ale triplorului,
i_3 — valoarea instantanee a curentului care circulă prin circuitul de sarcină,
j — unitatea imaginară -1,
$J_k(jk)$ — funcțiile Bessel de argument imaginar și de ordinul k,
l_{Fe} — lungimea echivalentă a circuitului magnetic,
L_s, R_s, C_s — inductivitatea, respectiv rezistența și capacitatea de sarcină,
R_1, R_3 — rezistențele înfășurării primare, respectiv de sarcină,
S_{Fe} — aria secțiunii transversale a circuitului magnetic (aria netă de fier),
t — timpul,
U_a, U_b, U_c — valorile efective ale tensiunilor de alimentare pe fază,
w_1, w_3 — numerele de spire ale înfășurării primare, respectiv de sarcină,
α_1, α_3 — defazajele armonicelor unu și trei ale cîmpului magnetic,
$\omega = 2\pi f$ — pulsația tensiunii de alimentare.

Bibliografie

[1] *Bamdas, A. M., Kulinici, V. A., Șapiro, S. V.* Staticeskie electromagnitnîe preobrazovateli ciastotî i cisla faz. Moskva, Gosenergoizdat, 1961.
[2] *Bamdas, A. M., Blinov, I. V., Zaharov, N. V., Șapiro, S. V.* Ferromagnitnîe umnojiteli ciastotî. Moskva, Ed. Energia, 1968.
[3] *Comșa, D.* Contribuții teoretice și experimentale la multiplicarea statică a frecvenței. Teză de doctorat, Timișoara, 1972.
[4] *Geyger, W. A.* Nonlinear -magnetic control devices. New-York, Mc. Graw-Hill, 1964.
[5] *Geisel, H.* Statische Frequenzverdreifacher und ihre Anwendung für das induktive Erwärmen. In : Elektrowärme, **2** 1962, nr. 12.
[6] *Lethen, R.* Die Bedeutung der statischen Frequenzumformung für die induktive Erwärmung. In : Elektrowärme **1** 1961, nr. 19.
[7] *Rojanski, L. L.* Staticeskie elektromagnitnîe preobrazovateli ciastotî. Gosenergoizdat, 1959.
[8] *Rozenblat, M. A.* Magnitnîe elementî avtomatiki i vîcislitelnoi tehniki, Moskova, Nauka, 1966.
[9] *Slemon, G. R., Biringer, P. P.* Equivalent circuit approach to the analysis and design of magnetic frequency triplers. In : Proc. Special Technical Conf. on Non-linear Magnetics and Magnetic Amplifiers, August 1958, 335—347.
[10] *Rojanski, L. L. Benin, V.L., Senkevici, I. N., Raiuskin, V. A.* Nekotorîe issledovania feerromagnitnîh umnojitelei ciastotî, Magnitnîe elementî. Kiev, Naukova-dumka, 1964, 656 p.
[11] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Transformatoare. București, Ed. Academiei, 1971.
[12] *Bessonov, L. A.* Elektriceskie țepi so staliu. Moskva, Gosenergoizdat, 1948.
[13] *Bessonov, L. A.* Nelineinîe elektriceskie țepi. Vîșșaia școla, 1964.

[14] *Crăciunescu, A., Ghiță, C.* Similarity criteria and the design of ferromagnetic frequency tripler with three cores and d.c. premagnetisation. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. 16, 3, 1971. p. 465—484.

[15] *Ghiță, C.* Asupra calculului analitic al dublorului feromagnetic de frecvență. In: Electrotehnica, **21**, nr. 2, 1973, p. 56—62.

[16] *Hughes, W. L.* Nelineinîe elektriceskie țepi. Moskova, Ed. Energhia, 1967.

[17] *Bricout, P.* La thèorie de l'inductances ferromagnetiques. In: R.G.E., februarie, 1946, p. 61—73.

[18] *Philippow, E.* Nichtlineare Elektrotechnik. Leipzig, 1963.

[19] *Spinelli, F.* Electric lighting and the conversion of threephase into single-phase currents of triple frequency. In: Electrician, oct. 1912, **70**, p. 97—99.

[20] *Iahnke-Emde.* Tafeln Höherer Funktionen. B. G. Teubner Verlagsgesellschaft-Leipzig, 1960.

Intrat în redacție la 3.IX.1973

Metodica de calcul al unui arc electric cu reacție, pe un calculator numeric

MIMI SASU* — București

CZ 621.3.014.31:681

Prezentarea problemei. Una dintre problemele cele mai importante ale tehnicii întreruptoarelor de putere, pe plan mondal, o constituie faptul că nu există încă o metodă de calcul a capacității de rupere a unui comutator, pe baza datelor sale constructive. Determinarea comportării întreruptoarelor în diferite condiții de lucru implică, de obicei, încercări repetate care sînt costisitoare și necesită mult timp.

Elementul de comutație a întreruptoarelor de înaltă tensiune este arcul electric. Acesta permite ca în decursul unei treceri prin zero a curentului alternativ, la întrerupere, conductanța intervalului disruptiv să varieze de la o valoare ridicată la o valoare neglijabilă.

Arcul electric de curent alternativ provoacă automat întreruperea sincronă a circuitului la trecerea prin zero a curentului. Caracteristicile arcului, în momentul zeroului curentului, au însă un efect decisiv asupra reușitei manevrei unui întreruptor.

Un studiu al fenomenelor fizice la zeroul curentului, bazat pe considerații teoretice fundamentale, pune probleme matematice dificile, chiar în condiții definite cu cea mai strictă exactitate. Sînt cîteva decenii de cînd diferiți cercetători au întreprins studiul arcului electric, pentru a cunoaște comportamentul acestuia în circuit, căutînd să stabilească o bază științifică pentru calculul întreruptoarelor. Pot fi astfel citate, în ordine cronologică, lucrările lui Cassie [1], Mayr [2], [3], Browne [4], [5], Cassie și Mason [6], Edels și Fenlon [7], Rieder și Urbanek [8] sau, mai recent, ale lui Urbanek [9].

Se poate, de asemenea, formula un model matematic de arc fără să se țină seama de fenomenele fizice ale arcului, bazat numai pe studiul valorilor electrice măsurate, ca în lucrările lui Hochrainer și Grütz [10—14]. În fine, mai pot fi citate o serie de lucrări care analizează diferite ecuații ale arcului electric dezvoltate, în esență, pe baza ecuației lui Mayr [15—18].

În cîteva lucrări anterioare ale autorului, ca de exemplu în lucrările [19—21], se prezintă metodicile de calcul stabilite, precum și rezultatele obținute în urma cercetării efectuate cu ajutorul unui calculator analogic, asupra comportării dinamice a unui arc electric cu reacție, descris de anumite ecuații diferențiale neliniare.

În cercetarea care a stat la baza acestei lucrări, autorul a încercat să stabilească o metodică de calcul pe un calculator numeric pentru rezolvarea ecuațiilor arcului electric formulate de către Mayr, de Cassie și Mason, precum și de Rieder și Urbanek. Concepută inițial ca un mijloc de verificare a rezultatelor obținute pe calculator analogic, metodica de calcul — respectiv algoritmul, schema logică și programul de calcul, comune pentru cele trei ecuații — poate fi utilizată, de exemplu, și pentru soluționarea unor variante de calcul care depășesc domeniul de lucru ale calculatorului analogic.

Ecuațiile diferențiale ale arcului și ale circuitului întrerupt. Dacă în schema de încercare reprezen-

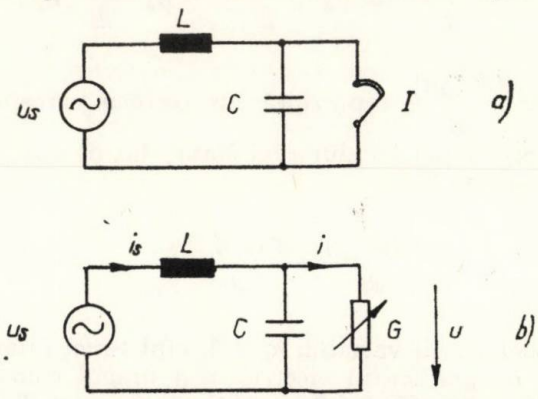


Fig. 1. Schema unui circuit echivalent simplificat pentru încercarea unui întrerupător.

* Dr. ing. *Mimi Sasu* este cercetător științific principal în Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — București.

tată în figura 1*a* se presupune că circuitul electric se închide printr-un arc electric, avînd o conductanță $G(t)$, se obține schema echivalentă de întrerupere din figura 1*b*. Considerînd, deci, arcul electric de întrerupere ca un element al circuitului întrerupt, pentru tratarea matematică a acestui circuit, se pot utiliza ecuațiile diferențiale ale circuitului cuplate cu ecuația diferențială neliniară a arcului electric.

Aplicînd teoremele lui Kirchhoff circuitului din figura 1*b* se obțin următoarele două ecuații :

$$L\frac{di}{dt} + u = \hat{U}, \tag{1}$$

$$C\frac{du}{dt} + Gu = i_s. \tag{2}$$

Întrucît se analizează comportarea dinamică a arcului electric, imediat după trecerea prin zero a curentului întrerupt, tensiunea u_s a sursei s-a considerat egală cu valoarea sa maximă $\hat{U}$, pe care o atinge în momentul zeroului curentului.

În ceea ce privește arcul electric, s-a presupus că acesta este descris, pe rînd, de următoarele ecuații diferențiale neliniare :

— ecuația lui Mayr, scrisă în funcție de conductanța $G(t)$ a intervalului disruptiv [19] :

$$\frac{d\ ln\ G(t)}{dt} = \frac{1}{\vartheta}\left[\frac{u(\iota)\ i(t)}{P_0} - 1\right]; \tag{3}$$

— ecuația lui Cassie și Mason, scrisă, de asemenea, în funcție de conductanța $G(t)$ [20] :

$$\frac{d\ ln\ G(t)}{dt} = \frac{k_0}{r^2}\left[u(t)\ i(t) - U_0^2 G(t) - P_0\right]; \tag{4}$$

— ecuația lui Rieder și Urbanek, rescrisă de autor sub o formă convenabilă rezolvării pe un calcultor electronic, fie analogic, fie numeric [21] ;

$$\frac{d\ ln\ G(t)}{dt} = \alpha_0 \frac{d\ ln\ g(t)}{dt} - \beta_0 \frac{du\,(t)}{dt}, \tag{5}$$

unde $\frac{d\ ln\ g(t)}{dt}$ reprezintă un termen corespunzător ecuației arcului a lui Mayr, dat de o relație de forma (3) :

$$\frac{d\ ln\ g(t)}{dt} = \frac{d\ ln\ G(t)}{dt}\bigg|_{\text{Mayr}}. \tag{6}$$

Coeficienții variabili α_0 și β_0 sînt funcții implicite de gradientul electric de-a lungul coloanei de arc : $\alpha_0[\eta\ (E)]$ și $\beta_0\ [\eta\ (E)]$, unde $\eta = T_e/T_g$. În lucrarea [21] sînt prezentate caracteristicile de variație ale coeficienților $\alpha_0(\eta)$ și $\beta_0(\eta)$, precum și alura de variație a raportului $\eta(E)$, pentru cazul unui arc care arde în azot la o presiune de 15 atm.

Stabilirea modelelor matematice. Pe baza ecuațiilor formulate în paragraful precedent s-au întocmit trei modele matematice, care diferă între ele, în esență, doar prin ecuația arcului electric. Ele conțin și anumite relații de legătură, introduse în scopul de a obține cît mai multe informații asupra caracteristicilor arcului, imediat după trecerea prin zero a curentului întrerupt.

— Modelul matematic care include ecuația lui Mayr :

$$\frac{di_s\,(t)}{dt} = \frac{\hat{U}}{L} - \frac{1}{L}\,u\,(t),$$

$$\frac{du\,(t)}{dt} = \frac{1}{C}\,i_s(t) - \frac{1}{C}\,i\,(t),$$

$$\frac{dG\,(t)}{dt} = G(t)\frac{d\ ln\ G(t)}{dt}, \tag{7}$$

$$i(t) = u(t)\ G(t(,$$

$$p(t) = u(t)i(t),$$

$$\frac{d\ ln\ G(t)}{dt} = -\frac{1}{\vartheta} + \frac{1}{\vartheta P_0}\,p(t);$$

— Modelul matematic care include ecuația lui Cassie și Mason :

$$\frac{di_s\,(t)}{dt} = \frac{\hat{U}}{L} - \frac{1}{L}\,u\,(t),$$

$$\frac{du\,(t)}{dt} = \frac{1}{C}\,i_s(t) - \frac{1}{C}\,i\,(t),$$

$$\frac{dG\,(t)}{dt} = G(t)\frac{d\ ln\ G(t)}{dt}, \tag{8}$$

$$i(t) = u(t)G(t(,$$

$$p(t) = u(t)i(t),$$

$$w(t) = p(t) - U_0^2 G(t),$$

$$\frac{d\ ln\ G(t)}{dt} = -\frac{k_0}{r^2}\,P_0 + \frac{k_0}{r^2}\,[p(t) - U_0^2 G(t)];$$

— Modelul matematic care include ecuația lui Rieder și Urbanek, sub forma propusă de

autor :

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{\hat{U}}{L} - \frac{1}{L}u(t),$$

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_s(t) - \frac{1}{C}i(t),$$

$$\frac{dG(t)}{dt} = G(t)\frac{d\ln G(t)}{dt}, \qquad (9)$$

$$i(t) = u(t)G(t),$$

$$p(t) = u(t)i(t),$$

$$\frac{d\ln G(t)}{dt} = -\frac{1}{\vartheta} + \frac{1}{\vartheta P_0}p(t),$$

$$\frac{d\ln G(t)}{dt} = \alpha_0\frac{d\ln g(t)}{dt} - \beta_0\frac{du(t)}{dt}.$$

Condițiile inițiale ale sistemelor de ecuații (7), (8) și (9) s-au presupus a fi :

$$i_s(t_0+) = 0\,;\ u(t_0+) = 0\,;\ G(t_0+) = G_0. \qquad (10)$$

Cele trei sisteme de ecuații constituie modelele matematice de bază. Trebuie precizat că, la stabilirea lor, s-a avut în vedere posibilitatea elaborării unei scheme logice de calcul comună pentru toate trei.

Așa cum se arată în lucrările [19—21], pentru studiul condițiilor de stingere și de reaprindere ale unui arc electric, în diferite condiții, este indicat să se reducă numărul parametrilor impuși care apar în sistemele de ecuații (7), (8) și (9). Acest lucru se poate realiza prin normarea sistemelor, ceea ce conduce pe de o parte la simplificarea lor, și pe de altă parte, la posibilitatea tratării mai multor cazuri practice, pe baza unui singur exemplu de calcul.

Dacă se utilizează mărimile normate afișate în tabelul 1, se obțin, în cele din urmă, trei modele matematice adimensionale :

— modelul matematic bazat pe ecuația lui Mayr :

$$\frac{d\bar{i}_s(t)}{d\tau} = 1 - \bar{u}(\tau),$$

$$\frac{d\bar{u}(\tau)}{d\tau} = \bar{i}_s(\tau) - \bar{i}(\tau),$$

$$\frac{d\bar{G}(\tau)}{d\tau} = \bar{G}(\tau)\frac{d\ln\bar{G}(\tau)}{d\tau}\,; \qquad (11)$$

$$\bar{i}(\tau) = \bar{u}(\tau)\,\bar{G}(\tau),$$

$$\bar{p}(\tau) = \bar{u}(\tau)\,\bar{i}(\tau),$$

$$\frac{d\ln\bar{G}(\tau)}{d\tau} = -K_a + K_b\bar{p}(\tau),$$

unde s-a notat :

$$K_a = \frac{\sqrt{LC}}{\vartheta}\,;\ K_b = \frac{\hat{U}^2 C}{P_0\vartheta}\,; \qquad (12)$$

— modelul matematic bazat pe ecuația lui Cassie și Mason :

$$\frac{d\bar{i}_s(\tau)}{d\tau} = 1 - \bar{u}(\tau),$$

$$\frac{d\bar{u}(\tau)}{d\tau} = \bar{i}_s(\tau) - \bar{i}(\tau),$$

$$\frac{d\bar{G}(\tau)}{d\tau} = \bar{G}(\tau)\frac{d\ln\bar{G}(\tau)}{d\tau}, \qquad (13)$$

$$\bar{i}(\tau) = \bar{u}(\tau)\,\bar{G}(\tau),$$

$$\bar{p}(\tau) = \bar{u}(\tau)\,\bar{i}(\tau),$$

$$\bar{w}(\tau) = K_b\bar{p}(\tau) - K_c\bar{G}(\tau),$$

$$\frac{d\ln\bar{G}(\tau)}{d\tau} = -K_a + K_b\bar{p}(\tau) - K_c\bar{G}(\tau),$$

cu notațiile :

$$K_a = \frac{k_0}{r^2}P_0\sqrt{LC}\,;\ K_b = \frac{k_0}{r^2}C\hat{U}^2\,;\ K_c = \frac{k_0}{r^2}C\,U_0^2; \qquad (14)$$

Tabelul 1

Corespondența dintre variabilele reale și variabilele normate

τ	$\bar{i}_s$	$\bar{u}$	$\bar{G}$	$\bar{i}$	$\bar{p}$	$\bar{w}$	$\bar{g}$
$\frac{t}{\sqrt{L/C}}$	$\frac{i_s}{\hat{U}\sqrt{L/C}}$	$\frac{u}{\hat{U}}$	$\bar{G}\sqrt{\frac{L}{C}}$	$\frac{i}{\hat{U}\sqrt{L/C}}$	$\frac{p}{\hat{U}^2\sqrt{L/C}}$	$w\sqrt{LC}\,\frac{k_0}{r^2}$	$g\sqrt{\frac{L}{C}}$

— modelul matematic bazat pe ecuația lui Rieder și Urbanek :

$$\frac{d\bar{i}_s(\tau)}{d\tau} = 1 - \bar{u}(\tau),$$

$$\frac{d\bar{u}(\tau)}{d\tau} = \bar{i}_s(\tau) - \bar{i}(\tau),$$

$$\frac{d\bar{G}(\tau)}{d\tau} = \bar{G}(\tau)\frac{d\ ln\ \bar{G}(\tau)}{d\tau}, \qquad (15)$$

$$\bar{i}(\tau) = \bar{u}(\tau)\ \bar{G}(\tau),$$

$$\bar{p}(\tau) = \bar{u}(\tau)\ \bar{i}(\tau),$$

$$\frac{d\ ln\ \bar{g}(\tau)}{d\tau} = -K_a + K_b\bar{p}(\tau),$$

$$\frac{dln\bar{G}(\tau)}{d\tau} = \alpha_0\frac{d\ ln\ \bar{g}(\tau)}{d\tau} - \gamma_0\frac{d\bar{u}(\tau)}{d\tau},$$

în care, parametrii K_a și K_b sînt dați de relațiile (12) iar coeficientul variabil γ_0 are o expresie de forma :

$$\gamma_0 = \hat{U}\,\beta_0(\eta). \qquad (16)$$

Condițiile inițiale ale sistemelor de ecuații (11), (13) și (15) în mărimi normate vor fi :

$$\bar{i}_s(\tau_0+) = 0\,;\ \ \bar{u}(\tau_0+) = 0\,;\ \ \bar{G}(\tau_0+) = \bar{G}_0 \qquad (17)$$

Modelele matematice pentru calculatorul numeric. Dacă se analizează comparativ sistemele de ecuații (11), (13) și (15) — scrise în mărimi normate — se vede că modelul matematic, care conține ecuația lui Mayr, se poate obține ca un caz particular, fie din modelul matematic care include ecuația lui Cassie și Mason (pentru $K_c=0$), fie din modelul matematic care conține ecuația lui Rieder și Urbanek (pentru $\alpha_0=1$ și $\gamma_0=0$). Pe baza acestei observații, la stabilirea modelelor matematice, pentru calculatorul numeric se vor avea în vedere numai sistemele de ecuații (13) și (15), iar sistemul de ecuații (11) va fi considerat ca un caz particular, de exemplu, al sistemului (13).

Întrucît fiecare dintre cele două modele matematice (13) și (15) este constituit dintr-un sistem mixt de ecuații algebrice și diferențiale, pentru programarea lor pe un calculator numeric, este indicat ca ele să fie transformate în două sisteme, care să conțină numai ecuații diferențiale. Pentru rezolvarea numerică a unor astfel de sisteme, în literatura de specialitate se folosesc, frecvent, cu bune rezultate, diferite metode de aproximare dintre care autorul a preferat să utilizeze metoda Runge-Kutta-Gill [22].

Dacă se folosesc notațiile din tabelul 2, cele două sisteme de ecuații (13) și (15) devin :

$$\frac{dy_1}{d\tau} = 1 - y_2, \qquad \frac{dy_1}{d\tau} = 1 - y_2,$$

$$\frac{dy_2}{d\tau} = y_1 - y_4, \qquad \frac{dy_2}{d\tau} = y_1 - y_4,$$

$$\frac{dy_3}{d\tau} = y_3 y_7, \qquad (18) \qquad \frac{dy_3}{d\tau} = y_3 y_7, \qquad (19)$$

$$y_4 = y_2 y_3, \qquad y_4 = y_2 y_3,$$

$$y_5 = y_2 y_4, \qquad y_5 = y_2 y_4,$$

$$y_6 = K_b y_5 - K_c y_3, \qquad y_6 = -K_a + K_b y_5,$$

$$y_7 = -K_a + y_6\,; \qquad y_7 = \alpha_0 y_6 - \gamma_0\frac{dy_2}{d\tau}$$

cu următoarele condiții inițiale, comune ambelor sisteme :

$$y_1(\tau_0+) = 0\,;\ \ y_2(\tau_0+) = 0\,;\ \ y_3(\tau_0+) = Y_{03} \qquad (20)$$

Tabelul 2

Corespondența dintre variabilele normate și variabilele calculatorului numeric

Modelul matematic	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7
I	$\bar{i}_s$	$\bar{u}$	$\bar{G}$	$\bar{i}$	$\bar{p}$	$\bar{w}$	$\frac{dln\bar{G}}{d\tau}$
II	$\bar{i}_s$	$\bar{u}$	$\bar{G}$	$\bar{i}$	$\bar{p}$	$\frac{dln\bar{g}}{d\tau}$	$\frac{dln\bar{G}}{d\tau}$

Dacă se derivează în raport cu timpul ultimele patru relații din fiecare sistem de ecuații se obțin, în fine, modelele matematice pentru calculatorul numeric.

— *Modelul matematic I*(care include ecuația lui Cassie și Mason) :

$$\frac{dy_1}{d\tau} = 1 - y_2,$$

$$\frac{dy_2}{d\tau} = y_1 - y_4,$$

$$\frac{dy_3}{d\tau} = y_3 y_7,$$

$$\frac{dy_4}{d\tau} = y_3\frac{dy_2}{d\tau} + y_2\frac{dy_3}{d\tau}, \qquad (21)$$

$$\frac{dy_5}{d\tau} = y_4\frac{dy_2}{d\tau} + y_2\frac{dy_4}{d\tau},$$

$$\frac{dy_6}{d\tau} = K_b\frac{dy_5}{d\tau} - K_c\frac{dy_3}{d\tau},$$

$$\frac{dy_7}{d\tau} = \frac{dy_6}{d\tau}.$$

Presupunînd, pentru simplificare $\tau_0 = 0$, condițiile inițiale ale sistemului de ecuații (21) vor fi :

$$y_{01}(0+) = 0;\quad y_{02}(0+) = 0;\quad y_{03}(0+) = Y_{03};$$

$$y_{04}(0+) = 0;$$

$$y_{05}(0+) = 0;\quad y_{06}(0+) = -K_c Y_{03};\quad y_{07}(0+) = -K_a - K_c Y_{03}. \tag{22}$$

— *Modelul matematic II* (care include ecuația lui Rieder și Urbanek) :

$$\frac{dy_1}{d\tau} = 1 - y_2,$$

$$\frac{dy_2}{d\tau} = y_1 - y_4,$$

$$\frac{dy_3}{d\tau} = y_3 y_7,$$

$$\frac{dy_4}{d\tau} = y_3 \frac{dy_2}{d\tau} + y_2 \frac{dy_3}{d\tau}, \tag{23}$$

$$\frac{dy_5}{d\tau} = y_4 \frac{dy_2}{d\tau} + y_2 \frac{dy_4}{d\tau},$$

$$\frac{dy_6}{d\tau} = K_b \frac{dy_5}{d\tau},$$

$$\frac{dy_7}{d\tau} = \alpha_0 \frac{dy_6}{d\tau} - \gamma_0 \left(\frac{dy_1}{d\tau} - \frac{dy_4}{d\tau} \right),$$

care se va integra cu următoarele condiții inițiale ($\tau_0 = 0$) :

$$y_{01}(0+) = 0;\quad y_{02}(0+) = 0;\quad y_{03}(0+) = Y_{03};$$

$$y_{04}(0+) = 0;$$

$$y_{05}(0+) = 0;\quad y_{06}(0+) = -K_a;\quad y_{07}(0+) = -\alpha_0 K_a. \tag{24}$$

Algoritmul, schema logică și programul de calcul. Algoritmul de rezolvare al sistemelor de ecuații diferențiale (21) și (23) este ilustrat în schema logică de program din figura 2. Variabila întreagă J este folosită pentru a transfera controlul de la rezolvarea modelului matematic I, la rezolvarea modelului matematic II.

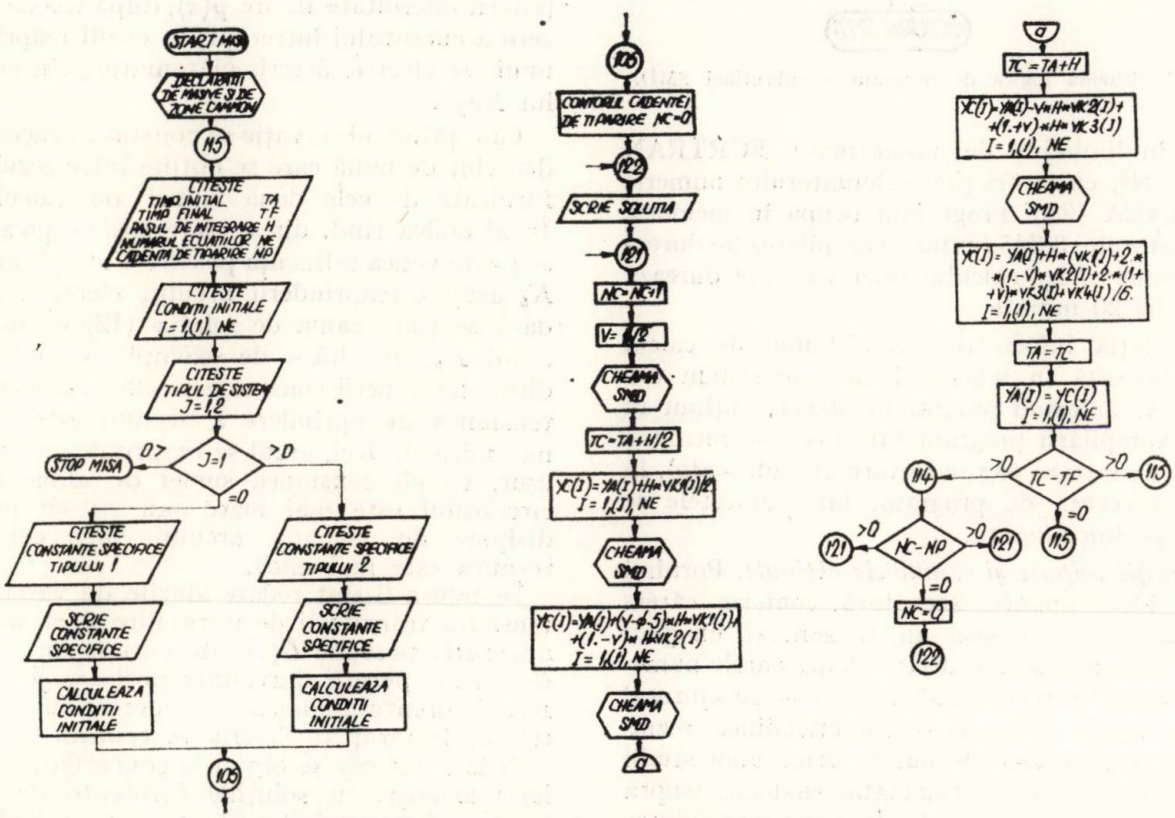


Fig. 2. Schema logică de program a programului principal MISA

Algoritmul de calcul al funcțiilor ce intervin în cele două sisteme de ecuații diferențiale (21) și (23) este ilustrat în schema logică de program din figura 3.

Programul de calcul MISA, care urmărește algoritmul expus grafic în figurile 2 și 3, este

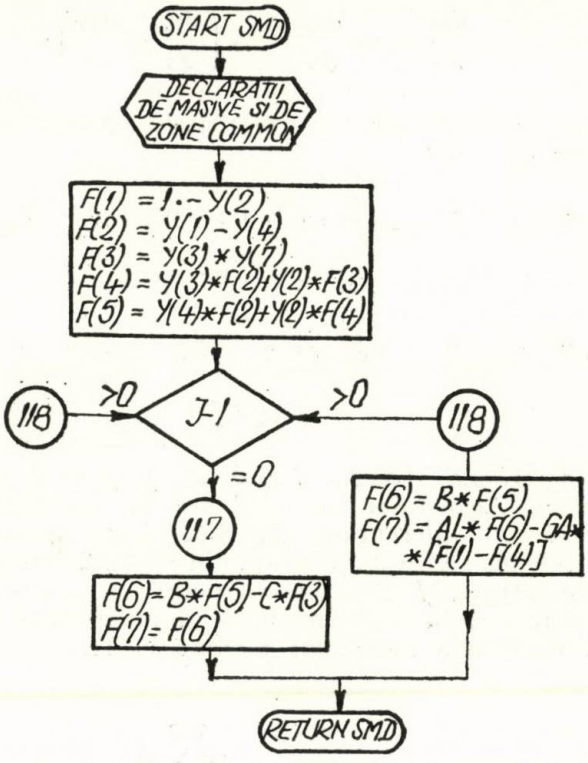


Fig. 3. Schema logică de program a subrutinei SMD.

scris în limbajul de programare FORTRAN [23], [24], cu restricțiile calculatorului numeric ICL 1902A [25]. Programul ocupă în memoria calculatorului 3 345 cuvinte, compilarea lui durează 5 minute, iar calculul unei variante durează în medie 20 minute.

Circulația informației în sistemul de calcul este ilustrată în schema logică de sistem din figura 4. Folosind programul obiect, obținut în urma compilării programului sursă, se introduc datele de intrare (scrise în formate adecvate), în ordinea cerută de program, iar rezultatele se obțin pe imprimantă.

Condiții impuse și rezultatele obținute. Pornind de la ideea unanim acceptată, conform căreia calculatoarele analogice au, în general, un grad de precizie mai scăzut decît calculatoarele numerice, autorul a încercat să verifice — cu ajutorul unui calcultor numeric — corectitudinea rezultatelor pe care le-a obținut în urma unor studii ample efectuate pe un calculator analogic, asupra unui arc electric cu reacție. În acest scop, dintre sutele de variante de calcul în care s-au rezolvat pe calculator analogic sistemele de ecuații formate din ecuațiile arcului electric (în diferite formulări) și ecuațiile circuitului întrerupt, s-a ales un set de variante, care au fost rezolvate și pe calculator numeric, cu metodica de calcul

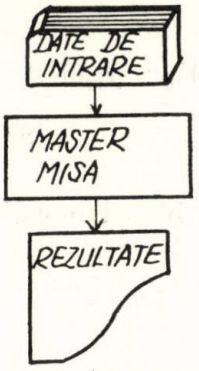


Fig. 4. Schema logică de sistem.

descrisă în paragraful precedent. Pentru exemplificare, în această lucrare se prezintă comparativ o serie de curbe caracteristice ale arcului electric de întrerupere obținute cu ajutorul calculatorului analogic, reprezentate prin linii continue, precum și cu ajutorul calculatorului numeric, reprezentate prin puncte.

Analiza unui arc electric descris de ecuația lui Mayr. În figura 5 sînt prezentate alurile de variație ale tensiunii de arc $\bar{u}(\tau)$, ale conductanței arcului $\bar{G}(\tau)$, ale curentului prin arc $\bar{i}(\tau)$ și ale puterii dezvoltate în arc $\bar{p}(\tau)$, după trecerea prin zero a curentului întrerupt, în cazul reaprinderii unui arc electric descris matematic prin modelul lui Mayr.

Ca o primă observație se constată concordanța deosebit de bună care se obține între rezultatele furnizate de cele două tipuri de calcultoare. În al doilea rînd, din caracteristicile prezentate se poate vedea influența pe care o are parametrul K_b asupra reaprinderii arcului electric. Astfel, dacă se ține seama de relația (12) de definiție a lui K_b, rezultă — de exemplu — că în condițiile menținerii constante a celorlalte elemente, tensiunea de aprindere a arcului este cu atît mai mică și, deci, arcul se reaprinde cu atît mai ușor, cu cît tensiunea sursei de alimentare a circuitului este mai mare sau cu cît puterea disipată de coloana arcului, prin conducție termică este mai mică.

În figura 6 sînt redate alurile de variație ale tensiunii tranzitorii de restabilire $\bar{u}(\tau)$, ale conductanței post-arc $\bar{G}(\tau)$, ale curentului post-arc $\bar{i}(\tau)$ și ale puterii dezvoltate post-arc $\bar{p}(\tau)$ după zeroul curentului, în cazul stingerii unui arc electric de întrerupere descris de ecuația lui Mayr.

Și în acest caz se obține o concordanță calculator analogic cu soluțiile furnizate de foarte bună a înregistrărilor obținute pe calculatorul numeric. Micile diferențe care apar pe frontul

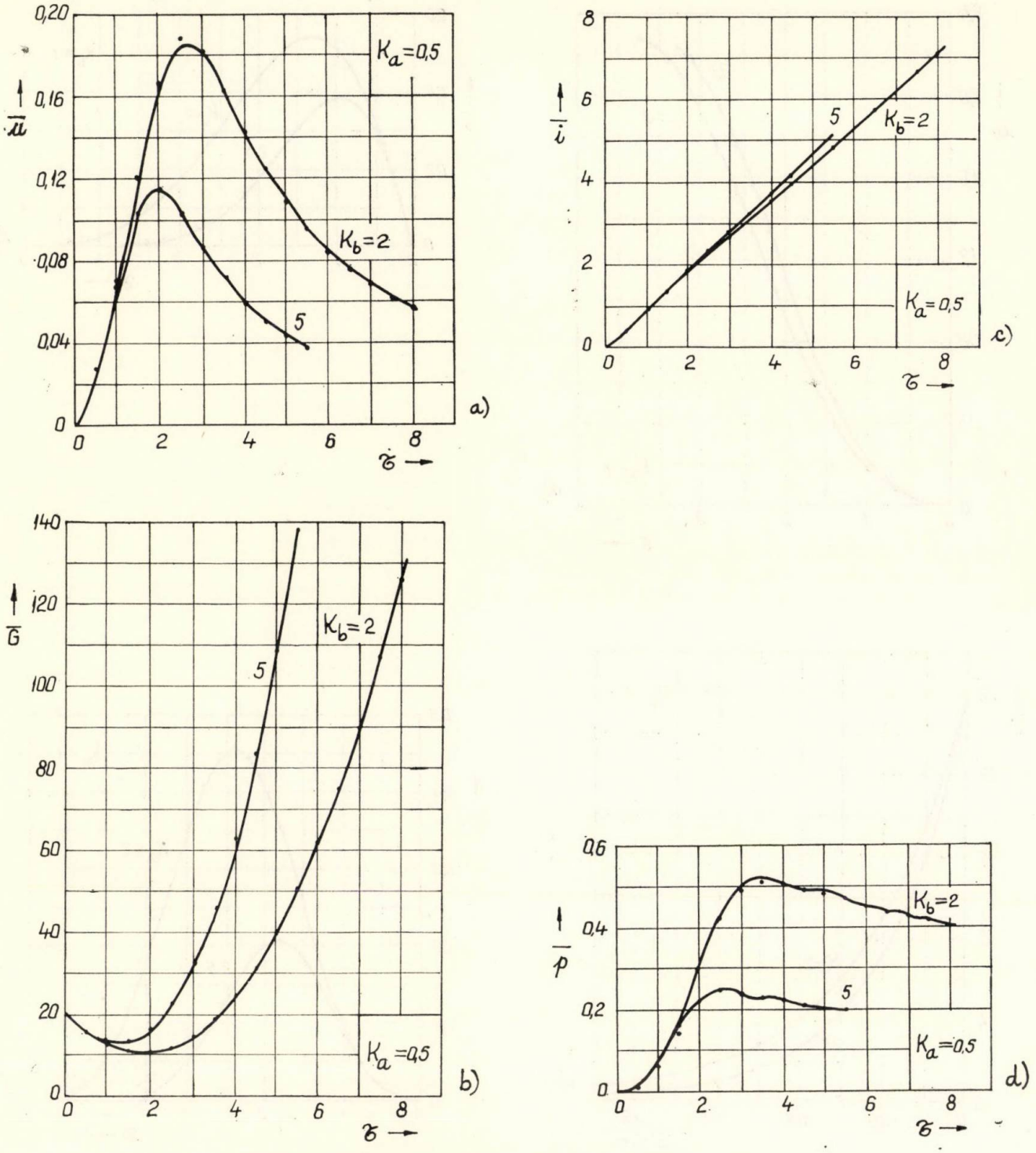


Fig. 5. Curbe caracteristice regimului de reaprindere a unui arc electric descris de ecuația lui Mayr:

a) tensiunea de arc; b) conductanța arcului; c) curentul prin arc; d) puterea dezvoltată în arc.
—— Calculator analogic; · · · Calculator numeric.

posterior al caracteristicilor $\bar{i}(\tau)$ și $\bar{p}(\tau)$ se datorește inerției servomultiplicatorului cu care se realizează, în schema de calcul analogic, operațiile de multiplicare, în urma cărora rezultă curentul post-arc și puterea dezvoltată post-arc.

În ceea ce privește influența parametrului K_a asupra stingerii arcului electric, se constată de pildă că, pe măsură ce K_a crește, curentul post-arc se micșorează, și stingerea arcului este mai rapidă. Conform relației (12) de definiție a parametrului K_a rezultă, deci, că menținînd constante celelalte elemente, o reducere a inductanței circuitului (care provoacă implicit o creștere a curentului de scurtcircuit) va

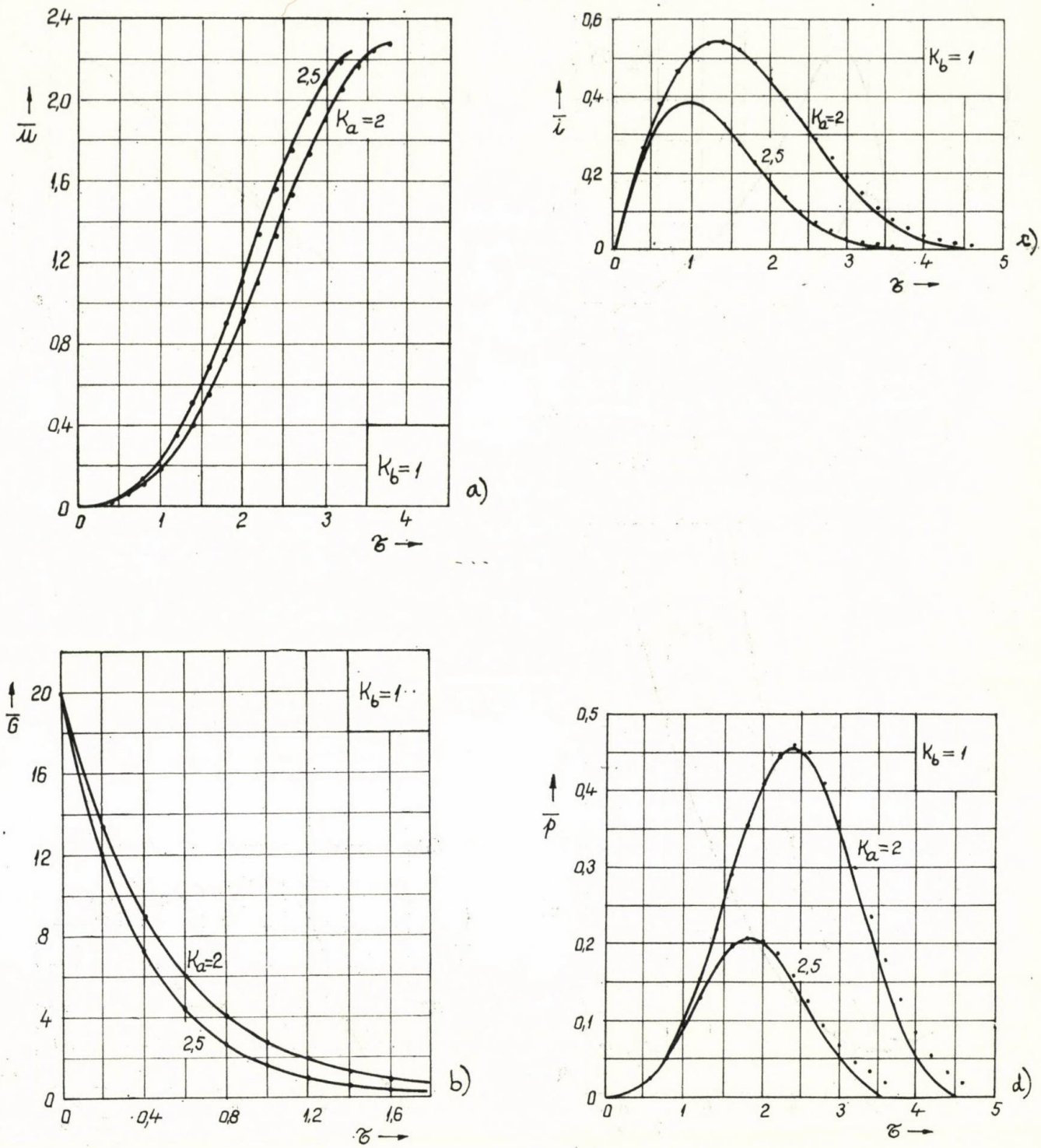


Fig. 6. Curbe caracteristice regimului de stingere a unui arc electric descris de ecuația lui Mayr:
a) tensiunea tranzitorie de restabilire; b) conductanța post-arc; c) curentul post-arc; d) puterea dezvoltată post-arc.
— Calculator analogic; ..., Calculator numeric.

îngreuna condițiile de obținere a unei deconectări reușite. Pe de altă parte, rezultă că întreruperea este facilitată de o capacitate a circuitului mai mare.

Analiza unui arc electric descris de ecuația lui Cassie și Mason. Pentru a vedea influența celor trei parametri K_a, K_b și K_c, definiți de relațiile (14) asupra comportării arcului electric, imediat după trecerea prin zero a curentului întrerupt, se poate considera pe rînd cîte un parametru variabil, ceilalți presupunîndu-se constanți. Ca exemplificare, în figura 7 sînt redate cîteva curbe caracteristice regimului de reaprindere a unui arc electric, obți-

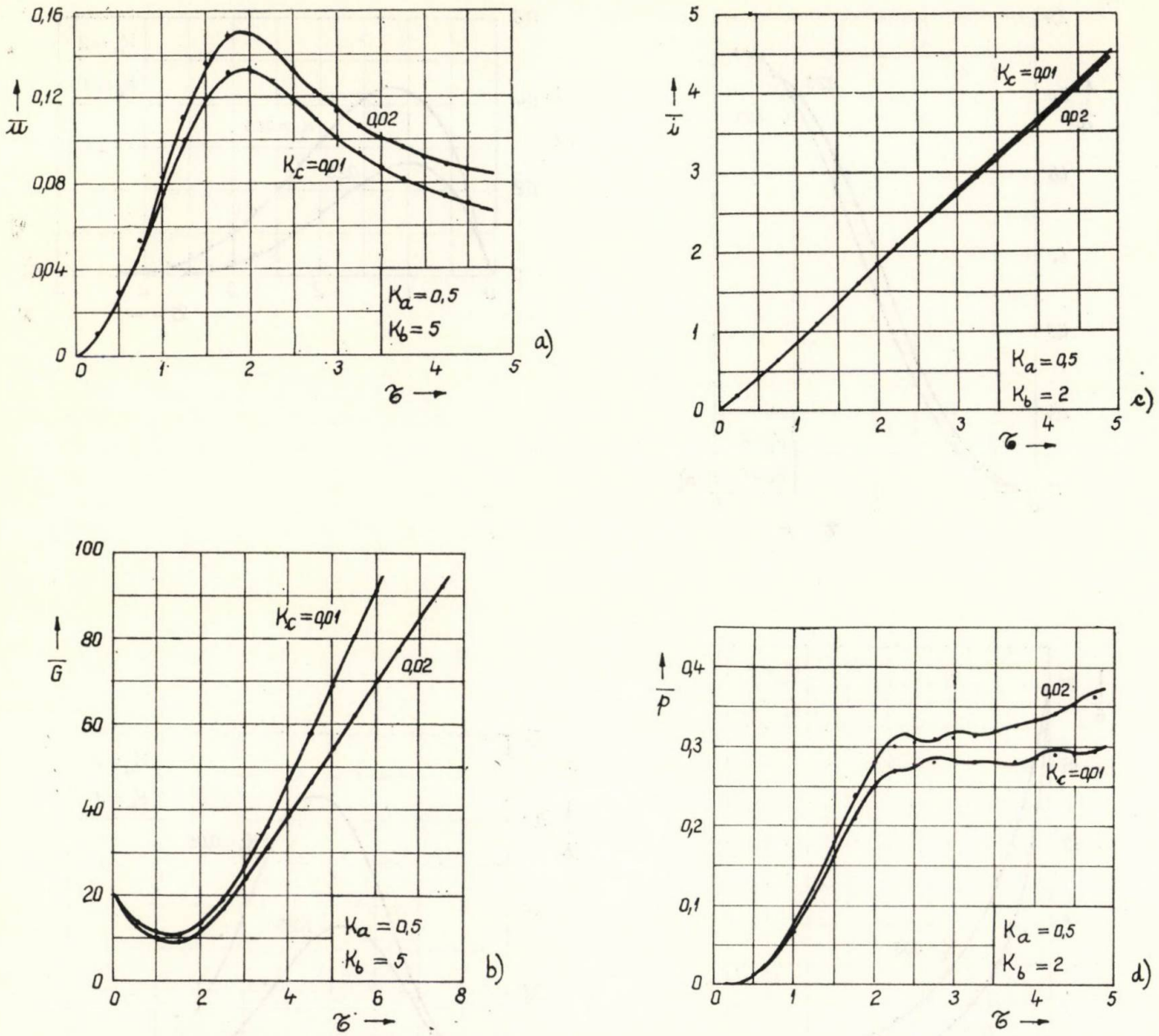


Fig. 7. Curbe caracteristice regimului de reaprindere a unui arc electric descris de ecuația lui Cassie și Mason:
a) tensiunea de arc; b) conductanța arcului; c) curentul prin arc; d) puterea dezvoltată în arc.
— Calculator analogic; ... Calculator numeric.

nute în condițiile K_a = constant; K_b = constant și K_c = variabil, iar în figura 8 sînt prezentate caracteristicile similare, obținute în cazul unui regim de stingere definită a arcului.

Analizînd diagramele din figurile 7 și 8, se constată o concordanță aproape perfectă între soluțiile funcțiilor $\bar{u}(\tau)$, $\bar{G}(\tau)$ și $\bar{i}(\tau)$, obținute cu ajutorul calculatorului analogic și cele obținute cu ajutorul calculatorului numeric. În ceea ce privește cele două rînduri de soluții corespunzătoare funcției $\bar{p}(\tau)$ se vede cu ușurință că, din punct de vedere calitativ, curbele sînt identice, iar abaterile caracteristicilor furnizate de calculatorul analogic, față de rezultatele obținute de la calculatorul numeric, considerate în cazul de față ca etalon, sînt în limite acceptabile. Pe de altă parte, din curbele prezentate se vede că, în condițiile K_a și K_b constante, mărimea parametrului K_c are, de exemplu, ca efect mărirea tensiunii necesare pentru reaprinderea arcului din figura 7*a*, sau mărirea vitezei de variație a tensiunii tranzitorii de restabilire din figura 8*a*, sau, în fine, micșorarea curentului post-arc din figura 8*c*. Ținînd seama de relația (14) de definiție a coeficientului K_c și presupunînd, într-o primă aproximație, că raza arcului rămîne constantă în intervalul de timp analizat, rezultă că stingerea arcului electric se va produce cu atît mai repede, cu cît tensiunea de ardere a arcului în regim staționar, precum și capacitatea circuitului de încercare sînt mai mari.

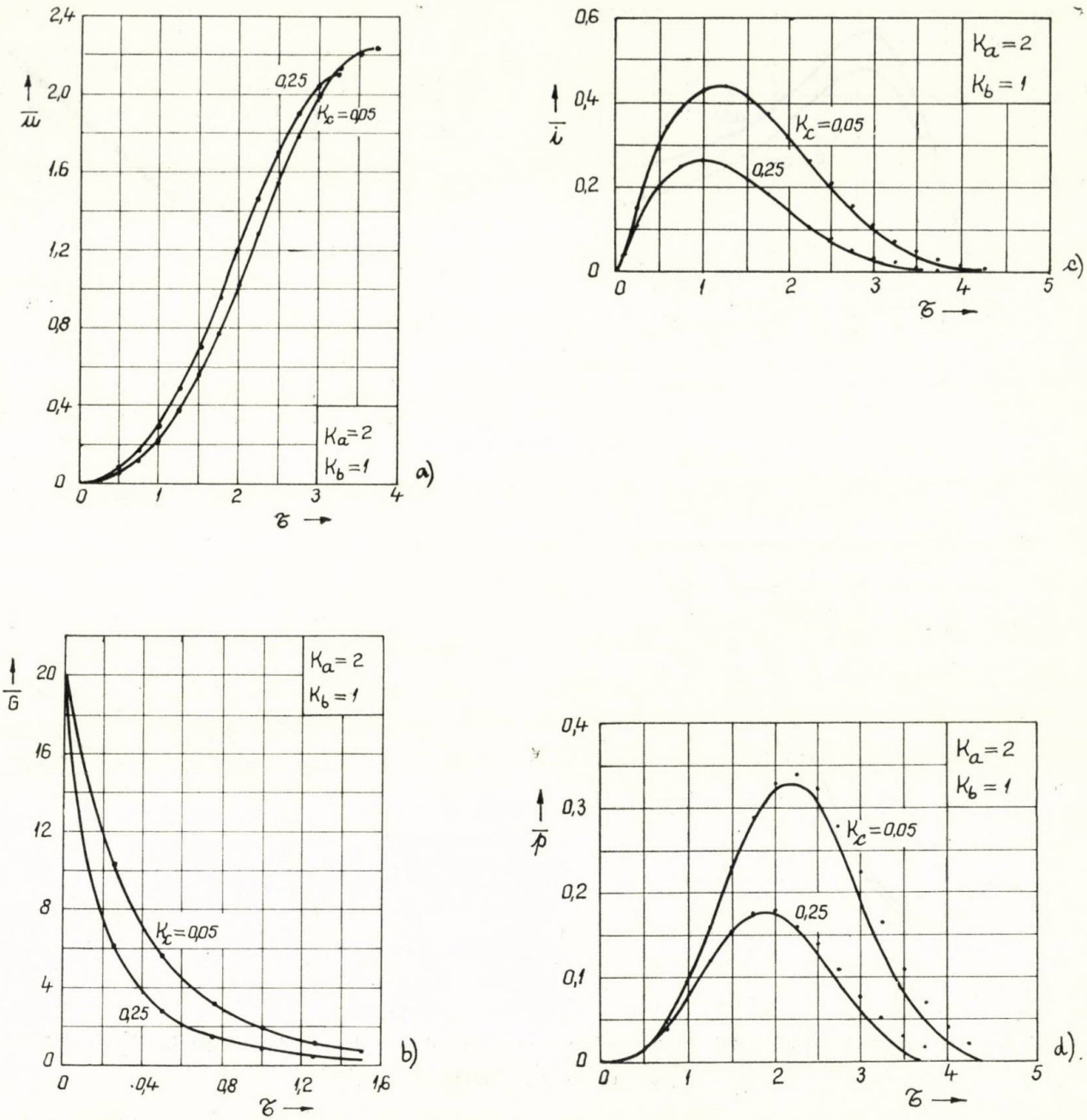


Fig. 8. Curbe caracteristice regimului de stingere a unui arc electric descris de ecuația lui Cassie și Mason :
a) tensiunea tranzitorie, de restabilire ; b) conductanța post-arc c) curentul post-arc ; d) puterea dezvoltată post-arc.
Calculator analogic ; ... Calculator numeric.

Analiza unui arc electric descris de ecuația lui Rieder și Urbanek. În cazul tratării matematice a arcului electric de întrerupere pe baza teoriei dezechilibrului termic a lui Rieder și Urbanek, ceea ce prezintă un interes deosebit este influența pe care o poate avea mărirea intensității cîmpului electric din coloana de arc asupra comportării dinamice a arcului.

La intensități suficient de mari ale cîmpului electric, plasma arcului nu mai este în echilibru termic, temperatura electronilor depășește temperatura gazului și deci raportul $\eta = T_e/T_g$ devine supraunitar. Pentru exemplificare, dintre înregistrările obținute cu ajutorul unui calculator analogic în diferite condiții de lucru s-au selectat o serie de înregistrări corespunzătoare situației K_a = constant ; K_b = = constant ; $\hat{U}$ = constant și η = variabil. Aceleași variante de calcul au fost rezolvate și pe calculatorul numeric.

Rezultatele sînt prezentate comparativ în figura 9 — corespunzătoare unui regim de reaprindere a arcului electric, precum și în figura 10 — corespunzătoare unui regim de stingere,

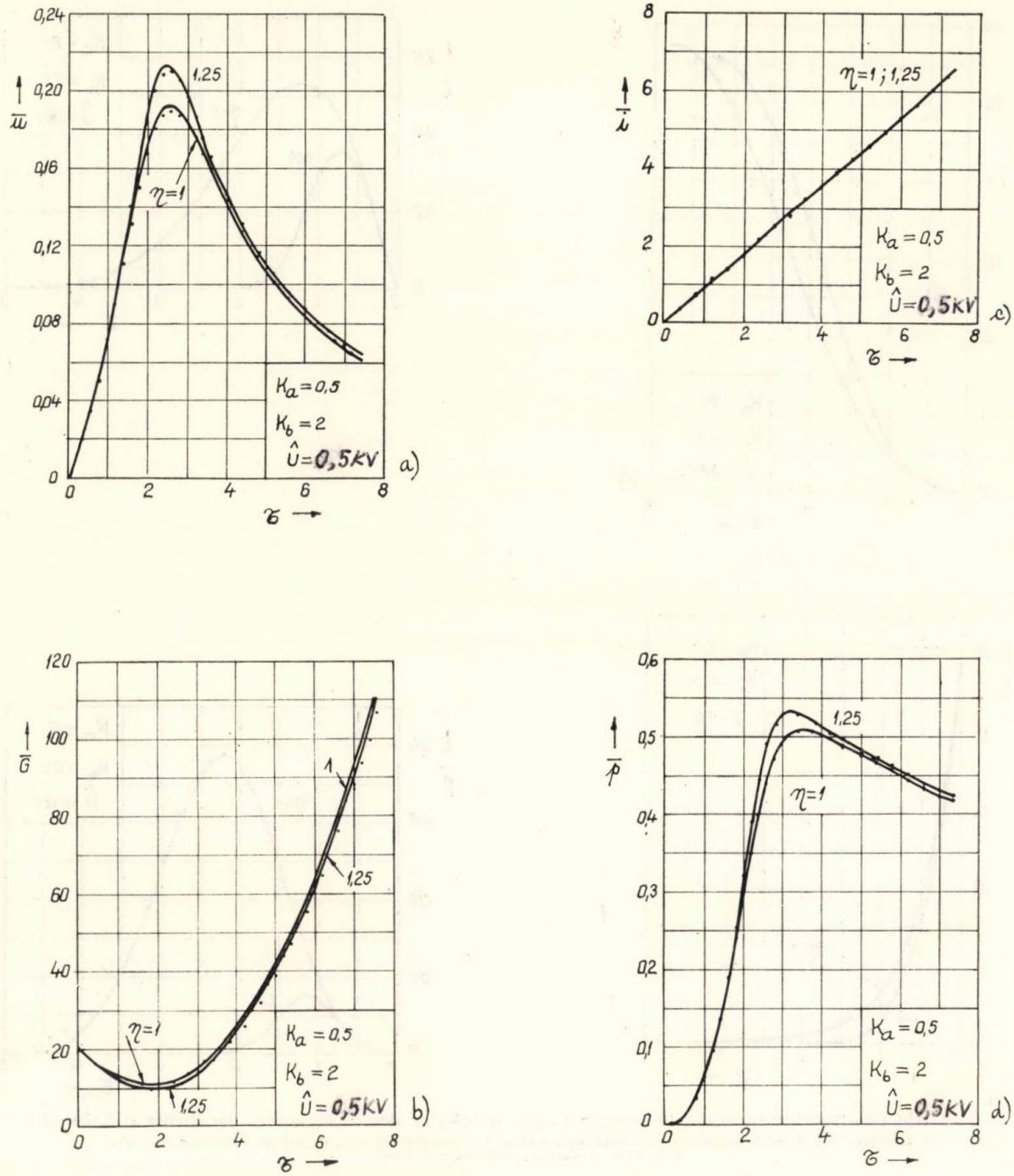


Fig. 9. Curbe caracteristice regimului de reaprindere a unui arc electric descris de ecuația lui Rieder și Urbanek: a) tensiunea de arc; b) conductanța arcului; c) curentul prin arc; d) puterea dezvoltată în arc.

La fel ca în cazul rezolvării celorlalte modele matematice ale arcului, se constată o corespondență întru totul satisfăcătoare a rezultatelor obținute pe calculatorul analogic și pe calculatorul numeric.

Trebuie remarcat, de asemenea, faptul că, pentru datele de calcul menționate în diagramele din figurile 9 și 10, alurile de variație a curbelor prezentate confirmă teoria dezechilibrului termic elaborată de Rieder și Urbanek. Așa de pildă, din caracteristicile tensiunii de restabilire în funcție de timp reprezentate în figura 10 *a*, rezultă că atunci cînd se mărește viteza de creștere a tensiunii tranzitorii de restabilire (ceea ce conduce la creșterea gradientului de potențial de-a lungul coloanei de arc), parametrul $\eta(E)$ devine supraunitar, respectiv $T_\theta > T_\varphi$.

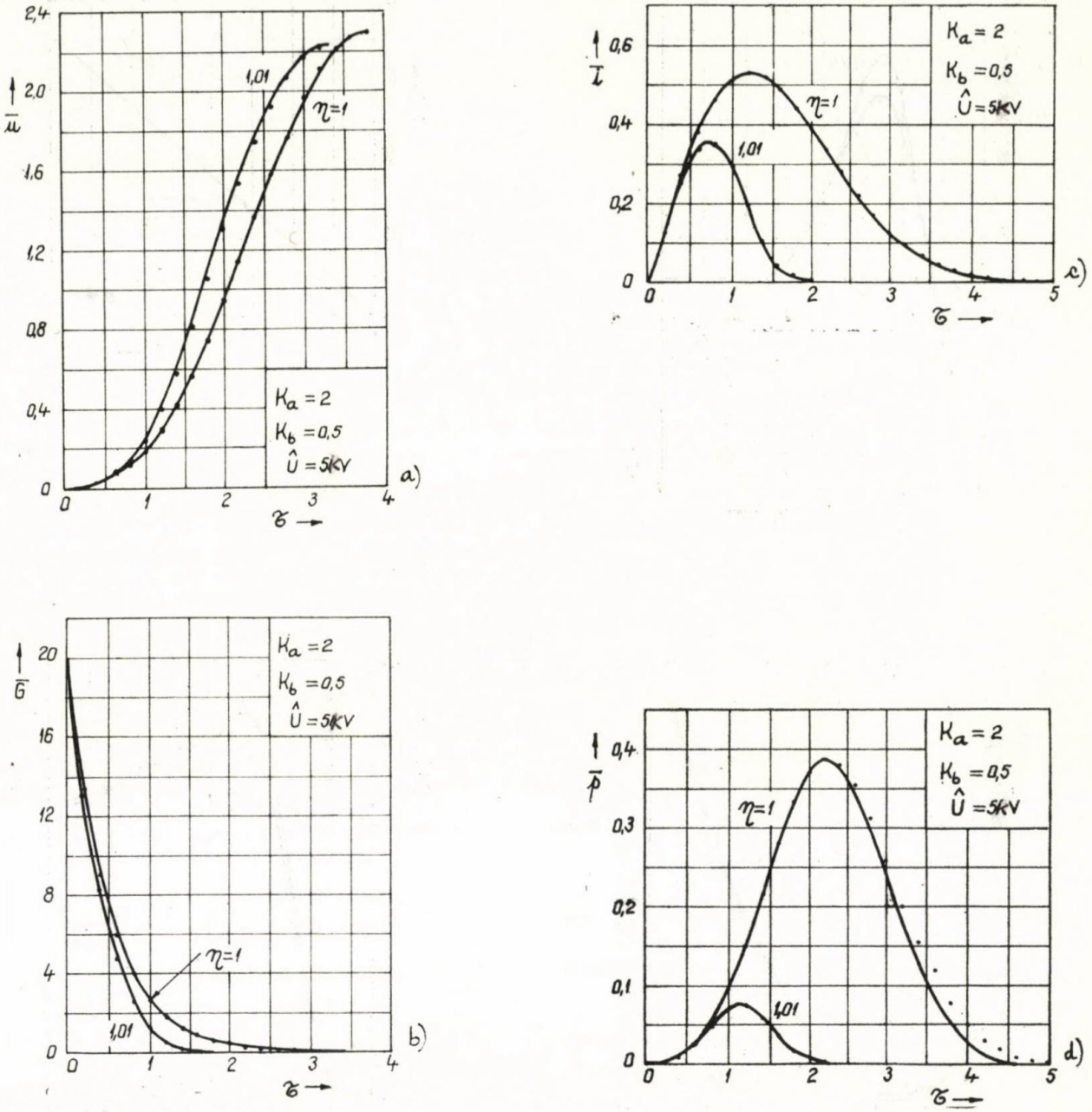


Fig. 10. Curbe caracteristice regimului de stingere a unui arc electric descris de ecuația lui Rieder și Urbanek : a) tensiunea tranzitorie de restabilire ; b) conductanța post-arc ; c) curentul post-arc ; d) puterea dezvoltată post-arc. Calculator analogic ; ... Calculator numeric.

Concluzii. 1. Pornind de la principiile fizice ale fenomenului de întrerupere în întreruptoarele de mare putere, pentru descrierea matematică a arcului electric au fost stabilite mai multe ecuații diferențiale neliniare. Dintre acestea, în perioada imediat următoare trecerii curentului prin zero pot fi folosite, de exemplu, modelul matematic al lui Mayr, modelul lui Cassie și Mason, precum și cel al lui Reider și Urbanek.

2. Dacă se consideră arcul electric de întrerupere ca un element al circuitului de curent alternativ întrerupt, pentru analizarea condițiilor de deconectare ale circuitului se pot utiliza ecuațiile diferențiale ale acestuia, cuplate cu ecuațiile arcului. Dat fiind, în general, caracterul neliniar al ecuației arcului electric dinamic, rezolvarea sistemului de ecuații astfel obținut este posibilă numai cu ajutorul caclulatoarelor electronice, analogice sau numerice.

3. Există mai multe moduri de scriere ale fiecăreia dintre cele trei ecuații ale arcului electric. În vederea rezolvării pe calculator este, însă, indicat să se presupună că în perioada post-zero, întreruptorul poate fi înlocuit — în schema echivalentă de încercare — prin conductanța

$G(t)$ a plasmei reziduale a arcului, în funcție de care să se scrie toate ecuațiile sistemului. Procedînd astfel, se evită operația de împărțire (inclusă, de exemplu, în ecuația curentului prin arc), întrucît efectuarea împărțirii atît pe calculator analogic, cît și pe calculator numeric, implică anumite restricții.

4. În vederea programării pe calculator (analogic sau numeric) a modelelor matematice de bază este indicată normarea lor. Această operație prezintă avantajul de a permite studierea mai multor cazuri practice, pe baza unui singur exemplu de calcul. Scrierea celor trei sisteme de ecuații în mărimi normate conduce la introducerea unor parametri adimensionali, determinați de parametrii arcului și ai circuitului.

5. Compararea soluțiilor furnizate de un calculator analogic, cu cele obținute cu ajutorul unui calculator numeric, pentru aceleași variante de calcul, arată o concordanță deosebit de bună a rezultatelor. Se poate spune deci că în cazul studierii regimurilor de stingere și de reaprindere ale unui arc electric, în anumite condiții impuse, precizia de calcul a calculatorului analogic MEDA 81 T este comparabilă cu cea a calculatorului numeric ICL 1902 A.

6. Dat fiind avantajul pe care îl oferă calculatorul analogic de a permite o trecere relativ ușoară de la o variantă de calcul la alta, cu posibilitatea vizualizării imediate a rezultatelor, este indicată utilizarea calculatorului analogic, ori de cîte ori datele de calcul impuse permit o utilizare a calculatorului, în limitele sale normale de funcționare.

7. Pentru acele cazuri în care datele de calcul impuse ies în afara domeniului de lucru al calculatorului analogic este necesar să se utilizeze calculatorul numeric. În acest scop, poate fi uitlizată metodica de calcul expusă în lucrare. Programul de calcul numeric întocmit poate rezolva și alte probleme, prin modificarea adecvată a subrutinei.

NOTAȚII FOLOSITE

u_s — valoarea instantanee a tensiunii alternative a sursei.
L — inductanța circuitului de încercare.
C — capacitatea de punere la pămînt a circuitului de încercare.
I — întreruptorul încercat.
G — conductanța coloanei de arc.
i_s — curentul total prin circuitul de încercare.
i — valoarea instantanee a curentului prin arc.
u — valoarea instantanee a tensiunii de arc.
$\hat{U}$ — valoarea de vîrf a tensiunii alternative a sursei.
ϑ — constanta de timp termică a arcului electric.
P_0 — puterea pierdută de arc pe unitatea de lungime în regim staționar, presupusă constantă în ecuația lui Mayr.
k_0 — constantă dimensională.
r — raza coloanei de arc.
U_0 — tensiunea de ardere în regim staționar, pe unitatea lungime.
g — conductanța arcului din ecuația lui Mayr, raportată la unitatea de lungime,
E — intensitatea cîmpului electric de-a lungul coloanei de arc.
T_e — temperatura electronilor liberi din plasma arcului.
T_g — temperatura moleculelor gazului din plasma arcului.
p — puterea dezvoltată în arc pe unitatea de lungime.
w — mărime de calcul avînd dimensiunea unei puteri, reprezintă diferența dintre puterea dezvoltată în arc și puterea cedată de acesta mediului exterior, prin convecție.
t_0 — momentul ultimei treceri prin zero a curentului de scurtcircuit.
G_0 — valoarea conductanței arcului la trecerea curentului prin zero.
$t, i_s, u, G, i, p, w, g, t_0, G_0$ — mărimi reale.
$\tau, \bar{i}_s, \bar{u}, \bar{G}, \bar{i}, \bar{p}, \bar{w}, \bar{g}, \tau_0, \bar{G}_0$ — mărimi normate.

Bibliografie

[1] *Cassie, A. M.* A New Theory of Arc Rupture and Circuit Severity. In: Rap. 102, CIGRÉ 1939.
[2] *Mayr, O.* Beiträge zur Theorie des Statischen und des Dynamischen Lichtbogens. In: Arch. Elektrotechnik, Berlin, **37**, 1943, p. 588—608.
[3] *Mayr, O.* Über die Theorie der Lichbogens uns seine Löschung. In: ETZ, **64**, nr. 49/50, 1943, p. 645—652.
[4] *Browne, jr., T. E.* A Study of A-C Arc Behaviour Near Current zero by Means of Mathematical Models. In: Trans. AIEE, **67**, 1948, part. I, p. 141—153.
[5] *Browne jr., T. E.* An Approach to Mathematical Analysis of A-C Arc Extinction in Circuit Breakers. In: Trans. AIEE Pow. App. Syst., **77**, febr. 1959, p. 1508—1517.
[6] *Cassie, A. M., Mason, F. O.* Arc Conductivity in Gas-Blast Circuit Breakers. In: Rap. 103, CIGRÉ 1956.
[7] *Edels, H., Fenlon, F. H.* A theory of interruption and thermal-arc reignition. In: Proc. IEE, **110**, nr. 11, nov. 1963, p. 2082—2092.
[8] *Rieder, W., Urbanek, J.* New aspects of current-zero research on circuit-breaker reignition. A theory of thermal non-equilibrium arc conditions. In: Rap. 107, CIGRÉ 1966.
[9] *Urbanek, J.* The Time Constant of High Voltage Circuit Breaker Arcs Before Current Zero. In: Proc. IEEE, **59**, nr. 4, apr. 1971, p. 502—508.
[10] *Hochrainer, A.* Einige Bemerkungen zum Stromnulldurchgang in Wechselstromschaltern. In: Elektrotechnik und Maschinenbau. Austria, **87**, nr. 1, 1970, p. 15—19.
[11] *Grütz, A.* Rechnerische Untersuchung von Leistungsschaltern mit Hilfe einer verallgemeinerten Lichtbogentheorie. Dissertation, T. H. Aachen, 1970.
[12] *Grütz, A., Hochrainer, A.* Rechnerische Untersuchung Leistungsschaltern mit Hilfe einer verallgemeinerten Lichbogentheorie. In: ETZ-A, RFG, **92**, nr. 4, apr. 1971, p. 165—191.
[13] *Hochrainer, A.* Eine Regelungstechnische Betrachtung des elektrischen Lichtbogens „Kibernetische Theorie des Lichtbogens". In: ETZ-A, RFG, **92**, nr. 6, iunie 1971, p. 367—371.
[14] *Hochrainer, A., Grütz, A., Schwartz, J., Thiel, H. G.* Etude des arcs dans les disjoncteurs à l'aide d'une maquette cybernetique et sous l'influence de la turbulence. In: Rap. 13—10, CIGRÉ 1972.
[15] *Swanson, B. W., Roidt, R. M., Browne jr. T. E.* A thermal arc model for short-line fault interruption. In: ETZ-A, **93**, nr. 7, iulie 1972, p. 375—380.
[16] *Urbanek, J.* Zur Berechnung des Schalterverhaltens von Leistungsschaltern, eine erweiterte Mayr-Gleichung. In: ETZ-A, **93**, nr. 7, iulie 1972, p. 381—385.
[17] *Schwartz, J.* Berechnung von Schaltvorgängen mit einer zweifach modifizierten Mayr-Gleichung. In: ETZ-A, **93**, nr. 7, iulie 1972, p. 386—389.
[18] *Brakelmann, H.* Berechnung des Verhaltens von Leistungsschaltern mit Hilfe der Lichtbogenbedingungen von A. Hochrainer unter Benutzung der unbeeinflussten Einschwingspannung. In: ETZ-A, **93**, nr. 7, iulie 1972, p. 419—420.

[19] *Sasu, M.* Analiza stingerii şi reaprinderii unui arc electric cu reacţie modelat pe baza ecuaţiei lui Mayr. In : Electrotehnica, **21**, nr. 1, ian 1973, p. 1—10.

[20] *Sasu, M.* O metodă de cercetare pe calculator analogic a unui arc electric modelat pe baza ecuaţiei lui Cassie şi Mason. In : Electrotehnica, **21**, nr. 6, iunie 1973, p. 209—220.

[21] *Sasu, M.* O metodă de analiză a comportării dinamice a unui arc electric modelat pe baza ecuaţiei lui Rieder şi Urbanek. In : Electrotehnica, **22**, nr. 2, feb 1974, p. 37—47.

[22] *Carnahan, B., Luther, H. A., Wilkes, J. O.* Applied Numerical Methods. John Wiley and Sohn, New-York, 1969, 604 pag.

[23] *Dreyfus, M.* FORTRAN IV, Ed. 3-a, Edit. Dunod, Paris, 1969, 180 pag.

[24] *Dimo, P.* Programarea în FORTRAN. Edit. didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1971, 298 pag.

[25] * * * Basic FORTRAN ICL—1 900 Series. Technical Publications, Service 85—91, London.

Intrat în redacţie la 11.I.1973

Contribuţii privind stabilitatea arcului electric din cuptoarele electrice cu arc

T. D. GLIGOR* — Cluj

CZ 621.365.2 :621.3.014.31

Introducere

Datorită formei caracteristicii dinamice a arcului din cuptoarele cu arc electric, care se pot aproxima numai printr-o funcţie relativ complicată şi datorită modificării caracteristicii dinamice a arcului pe durata topirii metalului din cuva cuptorului, studiul stabilităţii circuitului electric al unui cuptor cu arc prin metodele analitice cunoscute în electrotehnica neliniară [1], practic, este foarte dificil.

În teoria circuitelor electrice de curent alternativ, care conţin arc electric, în special, în sudarea electrică, problema stabilităţii acestor circuite este cunoscută sub două aspecte : stabilitate statică şi stabilitate dinamică [2]. Aceste două moduri de abordare a stabilităţii se pretează şi pentru circuitul electric al unui cuptor cu arc.

Condiţia de stabilitate statică este îndeplinită, în cazul în care valorile efective ale mărimilor electrice ce definesc regimul de funcţionare, sînt constante în timp sau, ceea ce este echivalent, abaterile mărimilor de la starea staţionară sînt amortizate în timp [2], [3], [4,] [5], [6]. Aprecierea stabilităţii statice se face cu ajutorul caracteristicilor statice (în valori efective) ale sursei şi arcului. Problema stabilităţii statice este tratată în literatura de specialitate [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8], păstrîndu-şi valabilitatea şi în cazul circuitelor electrice ale cuptoarelor cu arc.

Prin stabilitate dinamică a sistemului sursă arc de curent alternativ se înţelege posibilitatea de reaprindere uşoară a arcului de curent alternativ, după stingerea sa, în cursul fiecărei semiperioade [2]. Adoptată în acest sens, noţiunea de stabilitate dinamică este strîns legată de pauzele de curent la trecerea prin zero a curentului arcului la fiecare semiperioadă. Dacă aceste pauze lipsesc, curentul arcului nu prezintă întreruperi şi este îndeplinită condiţia de stabilitate dinamică ; existenţa pauzelor poate duce, în anumite condiţii nefavorabile, la întreruperea arcului.

În lucrarea de faţă, adoptîndu-se ipoteza simplificatoare, cunoscută în literatura de specialitate [9], că tensiunea pe arc într-o semiperioadă se aproprie de o formă dreptunghiulară, se stabileşte o relaţie generată şi grafice care permit aprecierea stabilităţii dinamice a sistemului sursă-arc, în sensul adoptat mai sus, determinîndu-se astfel, influenţa diferiţilor parametri ai circuitului electric de alimentare a unui cuptor cu arc şi a mărimilor electrice caracteristice arcului din cuptoare asupra stabilităţii dinamice.

Stabilitatea dinamică a sistemului sursă-arc în cazul cuptoarelor cu arc electric

Se consideră schema monofilară a unui cuptor cu arc [6] din figura 1, în care u reprezintă tensiunea secundară pe fază a transformatorului de alimentare a cuptorului, L şi r sînt inductanţa şi rezistenţa pe fază a circuitului electric

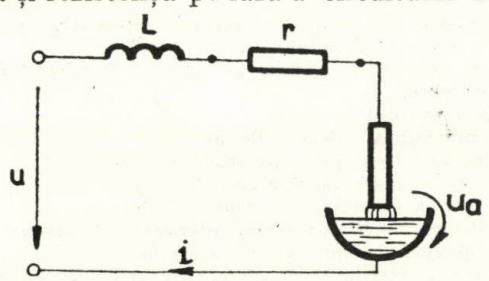


Fig. 1. Schema monofilară de alimentare a unui cuptor cu arc.

al cuptorului, raportate la secundarul transformatorului, iar u_a este tensiunea pe arc.

Pentru studiul stabilităţii sistemului sursă-arc, prin sursă se înţelege sursa propriu-zisă de ten-

* Dr. ing. *T. D. Gligor* este şef de lucrări la catedra de electrotehnică a facultăţii de electrotehnică de la Institutul politehnic-Cluj.

siune u împreună cu celelalte elemente (L și r) care alcătuiesc circuitul arcului, cu excepția arcului electric care constituie consumatorul energiei electrice.

Presupunem tensiunea de alimentare a circuitului sinusoidală, de forma:

$$u = U_m \cdot \sin(\omega t + \beta), \tag{1}$$

β fiind faza inițială a tensiunii corespunzătoare trecerii curentului arcului prin valoarea zero (la $t = 0$).

Pentru studiul comportării dinamice a sistemului sursă-arc, în sensul celor amintite mai sus, vom considera tensiunea pe arc sub forma unui impuls dreptunghiular în timpul unei semiperioade, avînd amplitudinea U_a (fig. 2). Din studiile făcute de Schiffarth [9], această aproximare se poate adopta în vederea efectuării considerațiilor cu privire la stabilitatea dinamică. Aceasta, deoarece, la cuptoarele cu arc, tensiunea pe arc în timpul unei semiperioade diferă foarte mult de o sinusoidă, asemănîndu-se mai mult cu un impuls dreptunghiular, concluzie la care a ajuns Schiffarth în teza sa de doctorat, publicată în [9]. În determinarea curentului i din circuit se vor neglija vîrfurile de tensiune ce însoțesc amorsarea (tensiunea de amorsare U_{aa}), respectiv, stingerea arcului (tensiunea de stingere U_s). Se menționează că, în cazul cuptoarele cu arc, cînd încărcătura este topită, aceste vîrfuri ale tensiunii arcului dispar.

Pentru alternanța pozitivă ecuația circuitului din figura 1 este:

$$L\frac{di}{dt} + ri + U_a = U_m \cdot \sin(\omega t + \beta). \tag{2}$$

Trebuie arătat că, în cazul cuptoarelor cu arc electric, nu se poate neglija rezistența r, așa cum se face la circuitele de sudură cu arc [2], [7] sau în cazul arcurilor electrice utilizate la la cracarea hidrocarburilor [3]. La cuptoarele cu arc raportul $k = \frac{r}{\omega L}$ variază între limitele [9]:

$$k = \frac{r}{\omega L} = 0{,}1 \ldots 0{,}5. \tag{3}$$

Soluția ecuației (2) este:

$$i = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\omega t + \beta - \varphi) - \frac{U_a}{r} + A \cdot e^{-\frac{r}{L}t}, \tag{4}$$

unde s-a notat:

$$\begin{cases} Z = \sqrt{r^2 + (\omega L)^2} \\ \varphi = \operatorname{arctg}\dfrac{\omega L}{r}. \end{cases} \tag{5}$$

Determinarea constantei de integrare A se face punînd condiția ca la momentul $t = 0$ arcul să se aprindă, adică $i = 0$. Cu această condiție rezultă:

$$A = \frac{U_a}{r} - \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\beta - \varphi). \tag{6}$$

Înlocuind relația (6) în soluția (4) rezultă:

$$i = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\omega t + \beta - \varphi) - \frac{U_a}{r} + \left[\frac{U_a}{r} - \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\beta - \varphi)\right] \cdot e^{-\frac{r}{L}t}. \tag{7}$$

Așadar, curentul i are două componente, dintre care una este sinusoidală:

$$i' = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\omega t + \beta - \varphi), \tag{8}$$

și alta care variază după o funcție exponențială:

$$i'' = -\frac{U_a}{r} + \left[\frac{U_a}{r} - \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\beta - \varphi)\right] \cdot e^{-\frac{r}{L}t}. \tag{9}$$

În figura 2 este reprezentată variația tensiunii de alimentare u, a curentului $i = i' + i''$ și a tensiunii arcului u_a, în funcție de unghiul ωt.

Punînd condiția ca arcul să ardă neîntrerupt (fără pauze la trecerea prin zero), înseamnă că, după trecerea unei semiperioade, adică pentru:

$$\omega t = \pi, \tag{10}$$

curentul i trebuie să primească din nou valoarea zero. În această condiție, din relația (7), rezultă:

$$0 = \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\pi + \beta - \varphi) - \frac{U_a}{r} + \left[\frac{U_a}{r} - \frac{U_m}{Z} \cdot \sin(\beta - \varphi)\right] \cdot e^{-\frac{r}{\omega L}\pi}. \tag{11}$$

Relația (11) se poate pune și sub forma:

$$\sin(\beta - \varphi) = -\frac{U_a}{U_m} \cdot \frac{Z}{r} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{r}{\omega L}\pi}}{1 + e^{-\frac{r}{\omega L}\pi}}. \tag{12}$$

Relația (12) face posibilă o interpretare intuitivă a dependenței defazajului β dintre tensiunea aplicată u și tensiunea dreptunghiulară

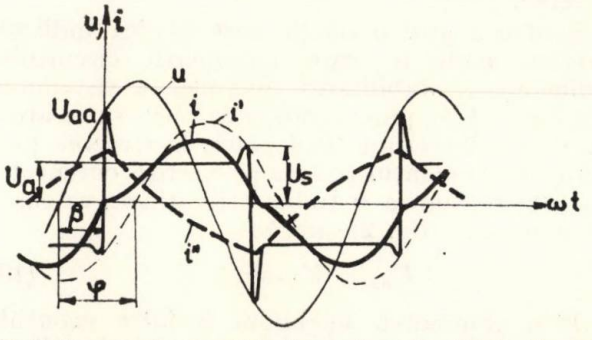


Fig. 2. Reprezentarea mărimilor u, i, u_a în funcție de ωt.

pe arc (sau curentul arcului), de parametrii circuitului și influenței lui asupra stabilității dinamice. Pentru ca la fiecare semiperioadă arcul să se reaprindă, trebuie ca, în momentul trecerii curentului prin zero, tensiunea pe arc să fie cel puțin egală cu tensiunea de aprindere a arcului U_{aa} (dependentă de starea de ionizare a coloanei arcului, distanța dintre electrozi etc.). Pentru aceasta, așa cum se poate observa în figura 2, trebuie ca defazajul să aibă o anumită valoare, astfel încît pentru o anumită valoare a tensiunii de aprindere a arcului (U_{aa}), corespunzătoare acelui moment, această tensiune (U_{aa}) să se situeze pe curba $u(t)$ și să nu o depășească.

Din relația (12) se observă că β depinde de raportul dintre tensiunea arcului U_a și amplitudinea tensiunii de alimentare U_m (raport care depinde de $\frac{r}{\omega L}$ (fig. 4), de raportul dintre impedanța Z și rezistența r a circuitului, precum și de raportul $\frac{r}{\omega L}$. În majoritatea cazurilor, pentru treptele de joasă și medie tensiune ale transformatorului unui cuptor cu arc, raportul $\frac{Z}{r}$ asigură o valoare suficient de mare defazajului β, pentru ca aprinderea arcului să fie fără întreruperi. Cînd se lucrează cu treapta de tensiune înaltă (începutul topirii șarjei) la cuptoarele de capacitate mică, raportul $\frac{Z}{r}$ nu este suficient pentru a asigura o valoare corespunzătoare lui β. Pentru a asigura o ardere fără întreruperi a arcului, trebuie ca, în perioada aceasta, de început a topirii, să fie conectată în circuit o bobină de reactanță, care trebuie să fie dimensionată, avînd în vedere aceste considerente.

Pentru a găsi o relație care să dea indicații privind felul în care parametrii circuitului influențează stabilitatea dinamică a sistemului din figura 1, se pune condiția ca : pentru ca arcul să ardă neîntrerupt (fără pauze la trecerea prin zero), în momentul trecerii prin zero a curentului ($t = 0$), tensiunea u trebuie să atingă valoarea de aprindere (fig. 2), adică ;

$$U_{aa} = U_m \cdot \sin \beta. \tag{13}$$

Prin eliminarea unghiului β între ecuațiile (13) și (12) și avînd în vedere relația (5) se obține ecuația :

$$\frac{U_a}{U_m} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{r}\right)^2} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{r}{\omega L}\pi}}{1 + e^{-\frac{r}{\omega L}\pi}} = -\frac{U_{aa}}{U_m} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{r}\right)^2}} + \frac{\omega L}{r} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{r}\right)^2}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{U_{aa}}{U_m}\right)^2} \tag{14}$$

Introducînd notația : $k = \frac{r}{\omega L}$, (15)

relația (14) se poate pune sub următoarea formă :

$$\frac{U_m}{U_a} = \sqrt{\frac{U_{aa}^2}{U_a^2}(1 + k^2) + \frac{U_{aa}}{U_a} \cdot 2\,(1 + k^2) \cdot \frac{1 - e^{-k\pi}}{1 + e^{-k\pi}} + \frac{(1 + k^2)^2}{k^2} \cdot \frac{(1 - e^{-k\pi})^2}{(1 + e^{-k\pi})^2}}. \tag{16}$$

În cazul în care $r \to 0$, adică $k \to 0$, aplicînd de două ori regula lui l'Hôpital ultimului termen de sub radicalul din expresia (16), se obține :

$$\frac{U_m}{U_a} = \sqrt{\frac{U_{aa}^2}{U_a^2} + \frac{\pi^2}{4}}, \tag{17}$$

relație întîlnită în literatura [2].

În cele ce urmează, se utilizează relația (16) sub forma :

$$\frac{U_a}{U_m} = \frac{1}{\sqrt{\frac{U_{aa}^2}{U_a^2}(1 + k^2) + \frac{U_{aa}}{U_a} \cdot 2 \cdot (1 + k^2) \cdot \frac{1 - e^{-k\pi}}{1 + e^{-k\pi}} + \frac{(1 + k^2)}{k^2} \cdot \frac{(1 - e^{-k\pi})^2}{(1 + e^{-k\pi})^2}}}. \tag{18}$$

Relația (18) exprimă raportul maxim admis între tensiunea de ardere a arcului U_a și amplitudinea tensiunii de alimentare U_m, în funcție de raportul $\frac{U_{aa}}{U_a}$ și $k = \frac{r}{\omega L}$, pentru ca arcul să ardă neîntrerupt (fără pauze la trecerea prin zero a curentului).

Dependența $\frac{U_a}{U_m} = f\left(\frac{U_{aa}}{U_a}\right)$, avînd ca parametru pe k, este redată grafic în figura 3, pentru $k = 0$; $k = 0{,}1$; $k = 0{,}2$ și $k = 0{,}4$.

În figura 4 este redată dependența $\frac{U_a}{U_m} = f(k)$, avînd raportul $\frac{U_{aa}}{U_a}$ ca parametru, pentru $\frac{U_{aa}}{U_a} = 1$; $\frac{U_{aa}}{U_a} = 1{,}25$; $\frac{U_{aa}}{U_a} = 1{,}5$; $\frac{U_{aa}}{U_a} = 2$; $\frac{U_{aa}}{U_a} = 3$.

Conform figurii 3, pentru a asigura o ardere fără pauze la trecerea prin zero a curentului, raportul maxim admis între U_a și U_m, pentru o anumită valoare a lui k, se micșorează cu creș-

terea raportului $\frac{U_{aa}}{U_a}$. Din figura 4 se vede că pentru o anumită valoare a parametrului $\frac{U_{aa}}{U_a}$, raportul $\frac{U_a}{U_m}$ se reduce cu creșterea lui k (adică cu creșterea rezistenței r a circuitului

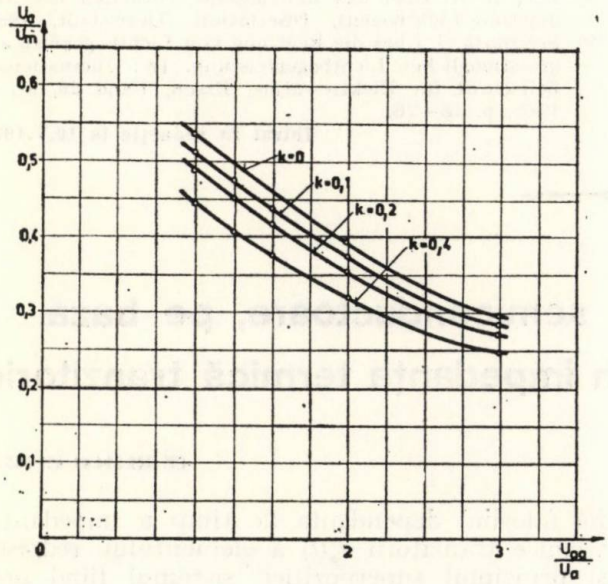


Fig. 3. Dependența raportului U_a/U_m în funcție de raportul U_{aa}/U_a, avînd ca parametru mărimea $k = r/\omega L$.

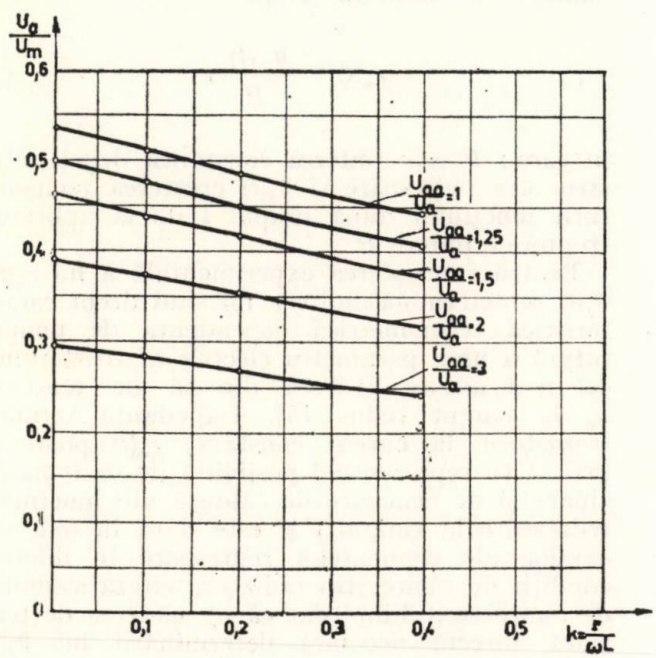


Fig. 4. Dependența raportului U_a/U_m în funcție de $k = r/\omega L$ avînd ca parametru raportul U_{aa}/U_a.

scade unghiul β și stabilitatea arcului este înrăutățită).

Din cele prezentate, rezultă că stabilitatea arcului este îmbunătățită dacă $k = \frac{r}{\omega L}$ și $\frac{U_{aa}}{U_a}$ sînt mici. Rezistența r înrăutățește stabilitatea arderii arcului. Pentru a asigura o ardere a arcului fără pauze, la trecerea prin zero a curentului, este necesar ca raportul $\frac{U_a}{U_m}$ să nu depășească o anumită valoare maximă. Astfel, de exemplu, dacă $U_{aa} = 1{,}5 \cdot U_a$ și $k = 0{,}1$, pentru arderea arcului fără pauze la trecerea prin zero a curentului, trebuie ca U_a să nu depășească valoarea 0,435 U_m, iar dacă $k = 0{,}4$, să nu depășească valoarea $0{,}42 \cdot U_m$ (figurile 3 și 4).

În cele prezentate nu s-a ținut seama de efectul de redresare a cuptoarelor cu arc, datorat naturii diferite a electrozilor între care arde arcul (grafit sau cărbune și metal) și care are ca urmare apariția în unda curentului arcului a unei componente continue. Această componentă are urmări nefavorabile asupra stabilității arderii arcului, putînd duce și la premagnetizarea miezului transformatorului de alimentare a cuptorului.

Pentru valori ale raportului $\frac{U_a}{U_m}$ mai mari decît cele date de relația (18), sau care rezultă din figura 3 și figura 4, k și $\frac{U_{aa}}{U_a}$, avînd valori determinate, arcul arde cu pauze, la trecerea curentului prin zero, adică unghiul corespunzător duratei de ardere nu mai este dat de relația (10), ci de :

$$\omega t < \pi. \tag{19}$$

Concluzii

Pornind de la faptul, citat în literatura de specialitate, că tensiunea pe arc sa apropie mai mult de o formă dreptunghiulară, decît de cea sinusoidală, s-a stabilit o relație generală pentru aprecierea stabilității dinamice a sistemului sursă-arc, în cazul cuptoarelor cu arc electric, astfel încît curentul arcului (și, deci, cel absorbit de la rețeaua de alimentare, figura 1) să nu prezinte pauze la trecerea prin zero.

Relația stabilită permite determinarea tensiunii de alimentare a circuitului arcului pentru un raport dat, între rezistența circuitului și reactanța inductivă, pe de o parte, și între tensiunea de aprindere a arcului și tensiunea pe arc, pe de altă parte.

În cazul cuptoarelor cu arc în perioada de început a topirii șarjei, stabilitatea dinamică este periclitată de valoarea ridicată a raportului dintre tensiunea de aprindere a arcului și tensiunea pe arc. În perioada de afinare, valoarea acestui raport apropiindu-se de unitate, arcul funcționează stabil.

O dată cu creșterea raportului dintre rezistența și reactanța inductivă a circuitului arcului stabilitatea dinamică este înrăutățită.

Bibliografie

[1] *Savin, Gh., Rosman, H.* Circuite electrice neliniare și parametrice. București, Ed. tehnică, 1973, p. 241—261.
[2] *Centea, O., Miclosi, V.* Mașini și aparate pentru sudarea electrică. București, Ed. tehnică, 1967, p. 33—47.
[3] *Hăngănuț, M.* Reglarea automată a arcului electric de curent alternativ utilizat la cracarea hidrocarburilor. Teză de doctorat. Institutul politehnic Timișoara, 1969.
[4] *Hăngănuț, M.* Asupra verificării criteriului de stabilitate a lui Kaufmann, în cazul arcului electric de curent alternativ amorsat artificial. In: Buletinul științific al Institutului politehnic Cluj, 1968, nr. 112, pag. 327—332.
[5] *Hăngănuț, M.* Asupra îmbunătățirii stabilității sistemului sursă arc prin reglaj automat. In: Buletinul științific al Institutului politehnic Cluj, 1969, p. 340—344.
[6] *Văzdăuțeanu, V.* Utilizările energiei electrice, București, Editura didactică și pedagogică, 1968, p. 427—471.
[7] *Rüdenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice. Traducere din limba engleză, București, Editura tehnică, 1959, p. 447—455.
[8] *Bergold, K.* Über das dynamische Verhalten des Niederstrom-Lichtbogens, Disertation, Dermstadt, 1959.
[9] *Schiffarth, J.* Über die Regelung von Lichtbogenöfen auf grösstmöglicher Lichtbogenleistung. In: Inernationale Zeitschrift für Elektrowärme, Essen, Band **20**, nr. 1, 1962, p. 18—26.

Intrat în redacție la 16.V.1973

Calculul încălzirii redresoarelor semiconductoare, pe baza determinării funcției de transfer din impedanța termică tranzitorie

OVIDIU LUPAȘ* — București

CZ 621.314.63 :621.365.31

Elementele redresoare semiconductoare au cunoscut, în ultimele două decenii, o excepțională dezvoltare, înlocuind celelalte tipuri de redresoare, practic, în toate aplicațiile industriale de putere. Totodată, proprietățile deosebite ale tiristoarelor au permis ca noi aplicații, ale căror principii erau mai de mult cunoscute, să devină tehnic realizabile conferind noi dimensiuni electrotehnici de putere.

Una din puținele limitări, comună însă tuturor redresoarelor semiconductoare, o constituie deosebita lor sensibilitate la suprasarcini. Dependența de temperatura joncțiunii a numeroși parametri funcționali, ca și capacitatea termică deosebit de redusă a structurii redresoare, fac ca neluarea în considerație a unor șocuri de curent de scurtă durată, care nu afectează funcționarea altor aparate electrice, să fie plătită prin distrugerea elementelor redresoare.

Pentru a deosebi, în text, între ele, valorile medii, eficace, de vîrf, instantanee și ondulațiile curenților, tensiunilor, temperaturilor și puterilor, vor fi folosite următoarele notații:

— valoare medie aritmetică: $\overline{I}$, $\overline{U}$, $\overline{P}$, $\overline{\theta}$;
— valoare eficace: I, U;
— valoare de vîrf: $\hat{\imath}$, $\hat{u}$, $\hat{p}$, $\hat{\theta}$;
— valoare instantanee: i, u, p, $\widetilde{\theta}$;
— ondulația suprapusă valorii medii: $\widetilde{\theta}$.

Metode de calcul al încălzirii joncțiunilor redresoare. Supratemperatura joncțiunii față de temperatura ambiantă, $\vartheta_j(t)$, poate fi cunoscută, pentru o putere $p(t)$ degajată sub formă de căldură în structura redresoare, fie rezolvînd ecuația căldurii în mediile succesive parcurse de fluxul termic de la joncțiune spre exterior [7, 8, 10], fie folosind dependența de timp a impedanței termice tranzitorii $r_u(t)$ a elementului redresor și principiul superpoziției, sistemul fiind presupus liniar [1—4, 6, 8].

Impedanța termică tranzitorie, la curent constant, este definită drept:

$$r_u(t) = \frac{\theta_j(t)}{P}, \qquad (1)$$

în care: P este puterea constantă degajată în structura redresoare și $\vartheta_j(t)$ creșterea temperaturii joncțiunii după timpul t de la aplicarea treptei de putere P.

Pentru cunoașterea experimentală a lui $r_u(t)$, $\vartheta_j(t)$ se determină indirect, folosind drept caracteristică termometrică dependența de temperatură a unui parametru electric al tiristorului, cel mai adesea căderea directă de tensiune u_d la curent redus [5]. Impedanța termică tranzitorie la curent constant, $r_u(t)$ poate fi privită ca reprezentînd posibilitățile de înmagazinare și de evacuare de căldură ale joncțiunii redresoare la timpul t și este dată în foile de catalog ale elementelor redresoare în diferite condiții de răcire (tip radiator, viteza mediului de răcire etc.). Fiind dat că u_d, căderea de tensiune directă necesară determinării lui $\vartheta_j(t)$ nu poate fi măsurată decît după încetarea aplicării treptei de curent ce a produs încălzirea joncțiunii, apar dificultăți la determinarea experimentală a lui $r_u(t)$ la timpi de ordinul ms. Puterea disipată în joncțiune poate fi calculată, fie măsurată eventual cu ajutorul unui wattmetru Hall, cu o precizie satisfăcătoare, așa încît se poate considera că la timpi de mai multe ms, $r_u(t)$ poate fi cunoscut suficient de precis

* Dr. ing. *Ovidiu Lupaș* este șef de lucrări la I. P. București.

pentru scopuri practice. Pentru timpi sub ms, trebuie să se recurgă la integrarea ecuației difuziei căldurii, calcul în general laborios [7], [8].

Folosirea în calcul a impedanței termice tranzitorii la curent constant, mărime ce poate fi privită ca răspunsul termic al joncțiunii la semnal treaptă, duce de fapt la evitarea rezolvării problemei cu condiții la limită. Aplicarea principiului superpoziției permite, $r_u(t)$ fiind cunoscut, scrierea temperaturii joncțiunii, în urma unei puteri $p(t)$ degajate în structura redresoare, sub forma unor integrale de convoluție [1], [8].

Aplicabilitatea acestei metode nu este condiționată de o analiză termică a dispozitivului și de materiale, ci doar de satisfacerea condiției de liniaritate a sistemului și de posibilitățile de măsurare ale impedanței termice tranzitorii la curent constant $r_u(t)$.

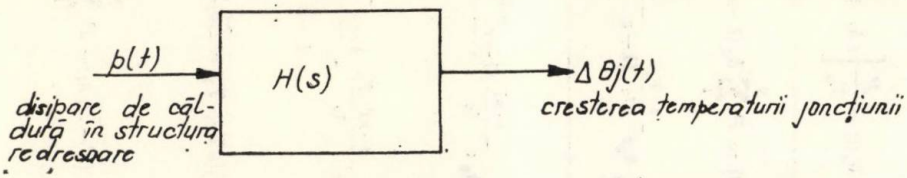


Fig. 1

Folosită pentru prima oară la calculul încălzirii redresoarelor de către F.W. Gutzwiller și T. P. Sylvan [1], metoda se caracterizează printr-o deosebită simplitate de principiu și va fi denumită în continuare metoda standard sau metoda GS.

În cazul în care $\vartheta_j(t)$ trebuie calculat după un număr redus de pulsuri, sau atunci cînd pulsurile nu sînt periodice, poate fi avantajoasă folosirea directă a superpoziției, pulsurile dreptunghiulare înlocuindu-se cu semnale treaptă de polarități alternate, aplicate la timpi convenabili astfel ca să se obțină încărcarea pulsatorie reală. Temperatura joncțiunii se determină, în acest caz, prin superpoziție, calculul efectuîndu-se pas cu pas, plecînd de la starea staționară [2] și $\vartheta_j(t)$ rezultă dintr-o expresie, în care sumarea se face pe numărul intervalelor de funcționare [1, 2].

Metoda GS permite calculul rapid al temperaturii joncțiunii pentru încărcări simple, corespunzătoare unei funcționări cu ciclu simplu de sarcină, pulsurile de căldură ce se succed cu frecvența rețelei fiind asimilate cu dreptunghiuri. Acționările reversibile, ca și alte aplicații industriale, sînt caracterizate prin cicluri complexe, cu variații mari ale sarcinii. Aplicarea metodei GS la astfel de cicluri duce la necesitatea folosirii unui număr foarte mare de valori ale impedanței termice tranzitorii și, eventual, al unui calculator digital [10], în special, în situațiile în care pulsurile de putere se depărtează mult de la forma dreptunghiulară sau, în cazul în care se dorește cunoașterea încălzirii redresoarelor, după un interval mare de timp (regim stabilizat).

Posibilitățile metodei GS pot fi lărgite astfel ca $\vartheta_j(t)$ să fie calculat prin relații compacte, atît la cicluri complexe de sarcină, cît și la pulsuri de putere $p(t)$ de formă oarecare, dacă, din expresia experimentală a impedanței termice tranzitorii $r_u(t)$, se stabilește funcția de transfer a sistemului [8].

Dat fiind ca $r_u(t)$ reprezintă răspunsul termic al joncțiunii la semnal treaptă, căutînd pentru curba experimentală a impedanței termice tranzitorii o expresie analitică de aproximare, poate fi determinată funcția de transfer $H(s)$ a sistemului, din transformata Laplace a răspunsului la semnal treaptă unitate :

$$H(s) = s\mathcal{L}\{r_u(t)\}. \tag{2}$$

Cunoașterea funcției de transfer permite aplicarea metodelor familiare circuitelor electrice, sau a teoriei sistemelor pentru determinarea răspunsului la o excitație oarecare (fig. 1).

Un avantaj important al acestei metode este acela că *cunoașterea răspunsului stabilizat nu mai necesită sumarea pe numărul mare de segmente ce determină încărcarea, ca în metoda standard, ci pe numărul redus al polilor funcției de transfer a sistemului.* Se obține, astfel, o importantă simplificare a calculului.

Curba empirică a impedanței termice tranzitorii poate fi convenabil aproximată cu o sumă de exponențiale :

$$r_u(t) = \sum_1^N k_q(1 - e^{-\frac{t}{\tau_q}}), \tag{3}$$

unde : k_q are semnificația unor rezistențe termice, iar τ_q a constantelor de timp corespunzătoare. Folosirea relației (3) revine la aproximarea sistemului cu o rețea termică ale cărei elemente concentrate sînt determinate din curba experimentală astfel ca să redea corect răspunsul sistemului la semnal treaptă.

Pentru elemente redresoare de putere se obține o foarte bună aproximație cu $N = 5—6$, iar determinarea mărimilor k_q și τ_q din curba experimentală a impedanței termice tranzitorii dată în prospecte se face cu deosebită ușurință pe baza faptului că constantele de timp τ_q diferă între ele prin cel puțin un ordin de mărime [2, 9].

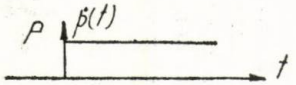
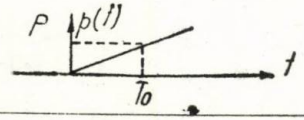
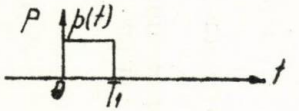
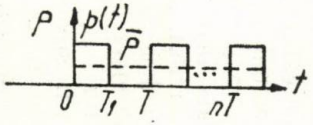
Cu (3) obținem pentru funcția de transfer :

$$H(s) = s\mathcal{L}\{r_u(t)\} = \sum_1^N \frac{k_q}{\tau_q} \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_q}} = \sum_1^N b_q \frac{1}{s - \alpha_q}, \tag{4}$$

cu : $b_q = \dfrac{k_q}{\tau_q}$; $\alpha_q = -\dfrac{1}{\tau_q}$.

Tabelul 1

Relaţii de calcul ale temperaturii joncţiunii la diferite sarcini termice întîlnite în tehnica mutatoarelor

		$p(t)$	$\vartheta_j(t)$
1		$p(t) = 1(t) \cdot P$	$\vartheta_j(t) = Pr_u(t) = P\sum_1^N k_q(1-e^{-\frac{t}{\tau_q}}) = Pk_t - P\sum_1^N k_q e^{-\frac{t}{\tau_q}}$ cu $k_t = \Sigma k_q$.
2		$\frac{P}{T_0} t$	$\vartheta_j(t) = \frac{P}{T_0}\left[t\,k_t + \sum_1^N k_q\tau_q(1-e^{-\frac{t}{\tau_q}})\right]$
3		$P[1(t)-1(t-T_1)]$	$\vartheta_j(t) = P\sum_1^N k_q(1-e^{-\frac{t}{\tau_q}}) = Pr_u(t) \quad 0<t\leqslant T_1$ $\vartheta_j(t) = P\sum_1^N k_q e^{-\frac{t-T_1}{\tau_q}}(1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}) = P[r_u(t) - r_u(t-T_1)] \quad t\geqslant T_1$
4			$\vartheta_{jn+1}(t) = Pk_t - P\sum_1^N k_q e^{-\frac{t-nT}{\tau_q}}\frac{(1-e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}}) - (1-e^{-\frac{nT}{\tau_q}})e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \quad nT\leqslant t\leqslant nT+T_1$ $\vartheta_{jn+1}(t) = P\sum_1^N k_q e^{-\frac{t-nT-T_1}{\tau_q}}\cdot\frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}\cdot(1-e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}}) \quad nT+T_1<t<(n+1)T$ $\widetilde{\Delta\vartheta}_{jn+1} = \hat{\vartheta}_j(nT+T_1) - \bar{\vartheta}_j(nT+T_1) = \widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty} + P\sum_1^N k_q\cdot e^{-\frac{T_1+nT}{\tau_q}}\cdot\left(\frac{\bar{P}}{P} - \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}\cdot e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}}\right)$ cu $\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty} = (P-\bar{P})k_t - P\sum_1^N k_q e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}\frac{1-e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}$ şi $\bar{P} = P\cdot\frac{T_1}{T}$ $k_q\Pi_\infty = k_q\frac{T}{T_1}\frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}$

Pentru determinarea răspunsului periodic stabilizat la excitațiile corespunzătoare ciclurilor de sarcină s-a folosit metoda dezvoltată de M. Vasiliu [12—15], care se caracterizează printr-o largă aplicabilitate și o remarcabilă simplitate.

Pentru un sistem liniar, invariant în timp, cauzal, caracterizat printr-o funcție de transfer $H(s)$, căreia i se aplică la intrare o excitație:

$$v(t) = v(t+T) \qquad t \geqslant 0, \tag{5}$$

răspunsul stabilizat $y_{ss}(t)$ poate fi calculat cu relația:

$$y_{ss}(t) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma_1} E(s) \cdot H(s) \cdot e^{st}\, ds - \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma_2} \frac{F(s)\, H(s)}{1 - e^{sT}}\, ds, \tag{6}$$

$t \in 0,T$

cu: Γ_1, Γ_2 s-au notat două contururi închise de integrare în planul variabilei complexe $s = \sigma + j\omega$ (fig. 2), iar:

$$E(s) = \mathfrak{L}\{e(t)\} \text{ și } F(s) = \mathfrak{L}\{f(t)\},$$

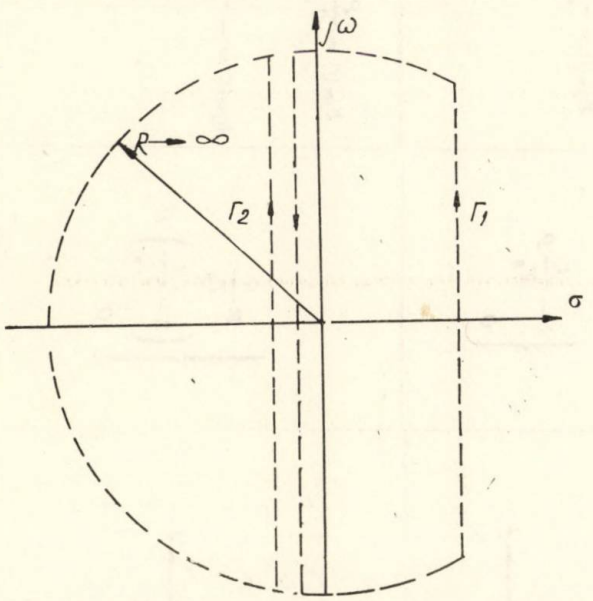


Fig. 2. Contururi de integrare pentru calculul răspunsului stabilizat.

transformatele Laplace ale funcțiilor de timp definite ca:

$$\begin{cases} e(t) = \begin{cases} v(t) \\ v(t) \end{cases} & 0 < t < T, \\ & \text{continuat printr-o funcție transformabilă Laplace pentru } t > T \\ f(t) = e(t+T) - e(t) \end{cases} \tag{7}$$

Funcția $E(s)$ este analitică pentru $Re\ s \geqslant \sigma_1$, iar $H(s)$ analitică pentru $Re\ s \geqslant \sigma_2$, cu $\sigma_2 < 0$ (sistem strict stabil), iar $\sigma_1 > \sigma_2$.

Integralele de contur din (6) pot fi evaluate ușor prin metoda reziduurilor. Pentru aplicarea relației (6) poate fi utilă observația că răspunsul periodic stabilizat al sistemului liniar fiind o soluție a ecuației diferențiale, ce descrie sistemul, primul termen din (6) poate fi interpretat ca soluția ecuației diferențiale omogene, iar al doilea drept soluție particulară a ecuației neomogene.

M. Vasiliu a calculat răspunsul $y_{ss}(t)$ pentru o largă categorie de semnale de intrare [13—15].

Calculul temperaturii joncțiunii. Metoda, al cărui principiu a fost expus mai sus, poate fi aplicată pentru determinarea încălzirii redresoarelor în condițiile întîlnite la funcționare industrială. Principalele rezultate obținute sînt sintetizate în tabelul 1.

— Semnalul treaptă: cu (3) și (1) rezultă simplu:

$$\vartheta_j(t) = P \sum_1^N k_q \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_q}}\right) = Pk_t - P \sum_1^N k_q e^{-\frac{t}{\tau_q}}, \tag{8}$$

cu: $k_t = \sum_1^N k_q$ s-a notat rezistența termică totală a elementului redresor.

— *Pulsul singular dreptunghiular de durată* T_1. Prin superpoziție rezultă:

$$\vartheta_j(t) = P \sum_1^N k_q \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_q}}\right), \tag{9}$$

$0 \leqslant t \leqslant T_1$

$$\vartheta_j(t) = P \sum_1^N k_q \cdot e^{\frac{t-T_1}{\tau_q}} \cdot \left(1 - e^{\frac{T_1}{\tau_q}}\right), \tag{10}$$

$t \geqslant T_1$

— Suită de pulsuri identice de durată T_1 ce se succed cu frecvența $\frac{1}{T}$ (fig. 3.) Pentru $nT \leqslant t \leqslant nT + T_1$, prin superpoziție rezultă:

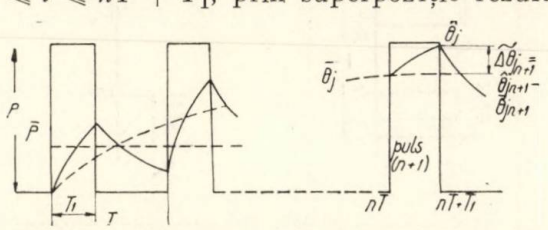
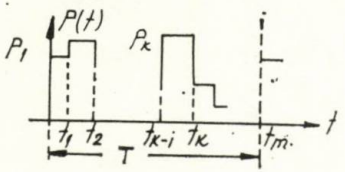
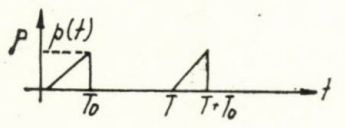
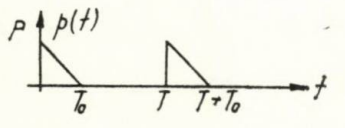
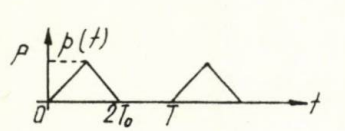
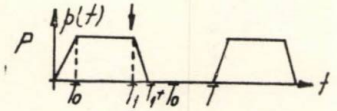
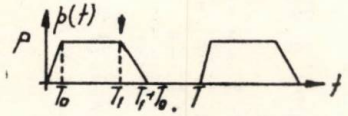
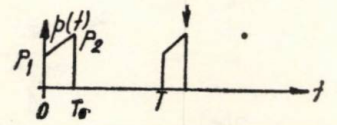
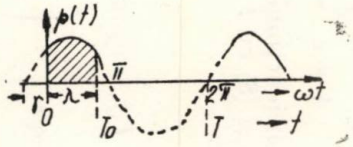


Fig. 3. Suită de pulsuri de încălzire a elementului redresor ce se repetă cu frecvența rețelei.

Tabelul 1 (continuare)

5			$\vartheta_{j\infty}(t) = P_k k_t - \sum_1^N k_q \frac{A_{kq}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-\frac{t-t_{k-1}}{\tau_q}} \qquad t_{k-1}<t<t_k$ $A_{kq} = \sum_{j=1}^{N} (P_j - P_{j-1}) \cdot e^{-\frac{t_{k-1}-t_{j-1}}{\tau_q}} + \sum_{k+1}^{m} (P_j - P_{j-1})\, e^{-\frac{T-t_{k-1}-t_{j-1}}{\tau_q}}$
6		$\begin{cases} \frac{t}{T_0} P \\ O \end{cases}$	$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0}\left\{ k_t \cdot t - \sum_1^N k_q \tau_q \frac{1-\left(1-\frac{T_0}{\tau_q}\right)\cdot e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{t}{\tau_q}} \right. \qquad o<t \leqslant T_0$ $\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{\frac{T_0}{\tau_q} - (1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-\frac{t-T_0}{\tau_q}} \qquad T_0 \leqslant t \leqslant T$ $\vartheta_{j\infty}(T_0) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N \frac{k_q \tau_q}{1-e^{-\frac{T}{t_q}}} \left[\frac{T_0}{\tau_q} - (1-e^{-\frac{T_0}{t_q}}) \right]$
7		$\begin{cases} 1-\frac{t}{T_0} P \\ O \end{cases}$	$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0}\left\{ k_t (T_0 - t) - \sum_1^N k_q \tau_q \left[-1 + \frac{1+\frac{T_0}{\tau_q} - e^{-\frac{1}{\tau_q}(T-T_0)}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{t}{\tau_q}} \right] \right\}; \qquad o<t \leqslant T_0$ $\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{1-\left(1+\frac{T_0}{\tau_q}\right) e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}} \qquad T_0 \leqslant t \leqslant T$
8		$\begin{cases} P\frac{t}{T_0} \\ \left(2-\frac{t}{T_0}\right) P \\ O \end{cases}$	$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{1-2e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}} + e^{-\frac{1}{\tau_q}(T-2T_0)}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_q}} + \frac{P}{T_0}\left[k_t \cdot t - \sum_1^N k_q \tau_q \right]; \; o<t<T_0$ $\vartheta_{j\infty}(t) = -\frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{2-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}} - e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-\frac{t-T_0}{\tau_q}} + \frac{P}{T_0}\left[(2T_0 - t) k_t + \sum_1^N k_q \tau_q \right]; \; T_0<t<2T_0$ $\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})^2}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{t-2T_0}{\tau_q}} \qquad 2T_0<t<T$ $\vartheta_{j\infty}(T_0) = P k_t - \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})\,(1-e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}})}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}$

9			$\vartheta_{j\infty}(T_1) = Pk_t - P\sum_1^N k_q \frac{\tau_q}{T_0} \frac{(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})\,(1-e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}})}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-\frac{T_1-T_0}{\tau_q}}$
10			$\vartheta_{j\infty}(T_1) = Pk_t - P\sum k_q \frac{\tau_q}{T_0} \frac{(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-\frac{T_1-T_0}{\tau_q}} \left[1 - \frac{T_0}{T_0'} \frac{1-e^{-\frac{T_0'}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}} e^{-\frac{T-T_1-T_0'+T_0}{\tau_q}}\right]$
11			$\vartheta_{j\infty}(T_0) = \frac{1}{T_0}\sum_1^N k_q\tau_q \frac{G}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} = \frac{1}{T_0}\sum_1^N \frac{k_q\tau_q}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \left\{P_1 - P_2\left(1-\frac{T_0}{\tau_q}\right) + \left[P_2 - P_1\left(1+\frac{T_0}{\tau_q}\right)\right] e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}\right\}$
12		$\begin{cases} P\sin(\omega t+\gamma) \\ 0 \end{cases}$	$\vartheta_{j\infty}(t) = PZ\sin(\omega t+\gamma-\delta) - P\sum_1^N \frac{k_qC_q}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \frac{e^{-\frac{t}{\tau_q}}}{\sqrt{1+(\omega\tau_q)^2}}$ $\quad o<t<T_0$ $\vartheta_{j\infty}(t) = P\sum_1^N \frac{k_qD_q}{\sqrt{1+(\omega\tau_q)^2}} \frac{e^{-\frac{t-T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} = P\sum_1^N k_qD_q\cdot\cos\varphi_q \frac{e^{-\frac{t-T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}$ $\quad T_0<t<T$ $\vartheta_{j\infty}(T_0) = P\sum_1^N k_qD_q \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_q)^2}} \frac{1}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} = P\sum_1^N k_qD_q\cos\varphi_q \frac{1}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}$ $C_q = \sin(\gamma-\varphi_q) - \sin(\gamma-\varphi_q+\omega T_0)\; e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}}$ $D_q = \sin(\omega T_0+\gamma-\varphi_q) - \sin(\gamma-\varphi_q)\; e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}$ $\operatorname{ctg}\varphi_q = \frac{1}{\omega\tau_q};\; Z^2 = \sum_1^N (k_q\cos^2\varphi_q)^2 + \sum_1^N \left(\frac{k_q}{2}\sin 2\varphi_q\right)^2$ $\operatorname{tg}\delta = \frac{\sum_1^N \frac{k_q}{2}\sin 2\varphi_q}{\sum_1^N k_q\cos^2\varphi_q}.$

$$\vartheta_{jn+1}(t) = Pk_t -$$

$$-P\sum_1^N k_q \cdot e^{-\frac{t-nT}{\tau_q}} \frac{(1-e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}}) - e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}}(1-e^{-\frac{nT}{\tau_q}})}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} =$$

$$= \vartheta_{j\infty}(t) - P\sum_1^N k_q \cdot e^{-\frac{t-T_1}{\tau_q}} \cdot e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}} \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}, \tag{11}$$

iar, pentru : $nT + T_1 \leqslant t \leqslant (n+1)\ T$,

$$\vartheta_{jn+1}(t) = P\sum_1^N k_q\, e^{-\frac{t-nT-T_1}{\tau_q}} \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}(1-e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}}) =$$

$$= \vartheta_{j\infty}(t) - P\sum_1^N k_q\, e^{-\frac{t-T_1}{\tau_q}} \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}}, \tag{12}$$

cu $\vartheta_{j\infty}(t)$ temperatura stabilizată ($n\to\infty$) care, cu t măsurat de la începutul plusului are expresia :

$$\vartheta_{j\infty}(t) = Pk_t - P\cdot \sum_1^N k_q\, e^{-\frac{t}{\tau_q}} \frac{1-e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}};\ 0 \leqslant t \leqslant T_1 \tag{13}$$

$$\vartheta_{j\infty}(t) = P\sum_1^N k_q\, e^{-\frac{t-T_1}{\tau_q}} \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}};\ T_1 \leqslant t \leqslant T. \tag{14}$$

Temperatura maximă se obține pentru $t = T_1$:

$$\hat{\vartheta}_{jn+1}(t) = \hat{\vartheta}_{j\infty} - P\sum_1^N k_q \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}} < \hat{\vartheta}_{j\infty} \tag{15}$$

$$\hat{\vartheta}_{j\infty} = P\sum_1^N k_q \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \tag{16}$$

Ondulația temperaturii joncțiunii după $n+1$ pulsuri rezultă din (12) și (8) cu $t = T_1$ și $\bar{P} = P\cdot\frac{T_1}{T}$:

$$\widetilde{\Delta\vartheta}_{jn+1} = \hat{\vartheta}_j\ (nT+T_1) - \bar{\vartheta}_j\ (nT+T_1) =$$

$$= \widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty} + P\sum_1^N k_q\, e^{-\frac{T_1+nT}{\tau_q}} \left(\frac{\bar{P}}{P} - \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}} \right) > \widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty}, \tag{17}$$

în care : $\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty}$ este oscilația stabilizată a temperaturii

$$\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty} = \hat{\vartheta}_{j\infty} - \bar{\vartheta}_{j\infty} = (P-\bar{P})\,k_t - P\sum_1^N k_q\, e^{-\frac{T_1}{\tau_q}} \frac{1-e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}. \tag{18}$$

Pentru $\frac{T_1}{\tau_q};\ \frac{T}{\tau_q} \ll 1$ rezultă $\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty} = 0$, neapărînd oscilații ale temperaturii joncțiunii, iar pentru : $\frac{T}{\tau_q};\ \frac{T_1}{\tau_q} \gg 1$, rezultă $\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty} = (P-\bar{P})\,k_t$, părțile respective din redresor atingînd încălzirea de saturație, chiar în cursul unui puls. $\widetilde{\Delta\vartheta}_j(t)$ scade pe măsură ce t crește ajungînd într-un timp scurt la valoarea de saturație $\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty}$. Din comparația expresiilor (17) și (15) rezultă că $\hat{\Delta\vartheta}_j(t)$ tinde către valoarea staționară $\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty}$ mult mai repede decît tinde $\hat{\vartheta}_j(t)$ către $\hat{\vartheta}_{j\infty}$. Într-adevăr, pentru T mai mare sau de ordinul lui τ_q, exponențialele $e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}}$, respectiv $e^{-\frac{T_1+nT}{\tau_q}}$ asigură ambelor expresii, o convergență rapidă, după un număr mic de cicluri, către valoarea staționară. Pentru $T,\ T_1 \ll \tau_q$, însă, dezvoltînd în serie exponențialele avem :

$$\frac{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \approx \frac{T_1}{T}, \tag{19}$$

$$\frac{\bar{P}}{P} - \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}} \approx \left(1-\frac{T_1}{\tau_q}\right)\frac{T_1}{\tau_q} \ll \frac{T_1}{T}, \tag{20}$$

așa încît convergența expresiei (17) către starea staționară este mult mai rapidă ca cea a expresiei (15).

Este avantajoasă scrierea lui $\hat{\vartheta}_j$ sub formă similară cu (8). Avem :

$$\hat{\vartheta}_j(nT+T_1) =$$

$$= P\sum_1^N k_q \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \frac{1-e^{-\frac{(n+1)T}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{nT+T_1}{\tau_q}}} (1-e^{-\frac{nT+T_1}{\tau_q}}) =$$

$$= \bar{P}\sum_1^N k_{q\Pi n}\,(1-e^{-\frac{nT+T_1}{\tau_q}}), \tag{21}$$

cu : $\frac{P}{\bar{P}} = \frac{T}{T_1}$ și

$$k_{q\Pi n} = k_q \frac{P}{\bar{P}} \frac{1-e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \frac{1-e^{-\frac{(n+1)T}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{nT+T_1}{\tau_q}}}, \tag{22}$$

și în regim stabilizat :

$$k_{q\Pi\infty} = k_q \frac{T}{T_1} \frac{1 - e^{-\frac{T_1}{\tau_q}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}}. \qquad (23)$$

La :

$$\frac{T}{\tau} \gg 1 ; \quad k_{q\Pi\infty} = k_q \frac{T}{T_1} > k_q. \qquad (24)$$

La :

$$\frac{T}{\tau} \ll 1 ; \quad k_{q\Pi n} = k_q \frac{n+1}{n + \frac{T_1}{T}} \text{ și } k_{q\Pi\infty} = k_q. \qquad (25)$$

Comparînd expresiile (21) cu (8) observăm că putem asimila suita de pulsuri, cu încărcarea treaptă mult mai simplă dacă înlocuim rezistențele termice k_q cu expresiile $k_{q\Pi n}$ din (22). Pentru fiecare lărgime T_1 a pulsurilor, vom avea valori diferite pentru rezistențele termice echivalente $k_{q\Pi n}$. Efectul pulsurilor și al ondulațiilor temperaturii joncțiunii este cel de a crește rolul părților celulei cu inerție mică, după cum reiese din (24), Relația (25) arată că părțile cu inerție mare nu-și văd modificată contribuția la temperatura joncțiunii, dacă în locul încărcării reale cu suită de pulsuri este considerată o încărcare treaptă cu $\overline{P} = P \cdot \frac{T_1}{T}$.

Aceste părți ale redresorului integrează pulsurile de putere, încălzirea lor nefiind afectată decît de $\overline{P}$ și nu de forma concretă a pulsurilor de putere ce se succed cu frecvența rețelei.

— *Încărcarea în m trepte pe ciclu, ciclurile repetîndu-se cu frecvența* $\frac{1}{T}$ (*fig. 4a*). Fiind dat că pulsuri de putere de formă oarecare se pot aproxima cu o încărcare în trepte, rezultatele obținute pot fi aplicate atît pentru determinarea valorii mediate pe puls a temperaturii joncțiunii $\overline{\vartheta_j}(t)$, treptele din figură corespunzînd puterilor medii $\overline{P}$, cît și pentru calculul lui $\hat{\vartheta}_j$ pentru o încărcare cu pulsuri de forme complicate ce au fost echivalate cu unele în trepte. Prin superpoziție obținem :

$$\vartheta_j(t) = P_k k_t - P_k k_q e^{-\frac{t-t_{k-1}-nT}{\tau_q}} [(1 - e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}}) - (1 - e^{-\frac{nT}{\tau_q}}) e^{-\frac{T-(t_k-t_{k-1})}{\tau_q}} +$$

$$+ \sum_{i=1}^{k-1} k_q P_j \frac{e^{-\frac{t-t_j-nT}{\tau_q}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} [1 - e^{-(n+1)\frac{T}{\tau_q}}] [1 - e^{-\frac{t_j - t_{j-1}}{\tau_q}}] +$$

$$+ \sum_{j=k+1}^{m} P_j \frac{k_q}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{t-nT-t_j}{\tau_q}} [1 - e^{-\frac{nT}{\tau_q}}] [1 - e^{-\frac{t_j - t_{j-1}}{\tau_q}}], \qquad (26)$$

pentru $nT + t_{k-1} \leqslant t \leqslant nT + t_k$.

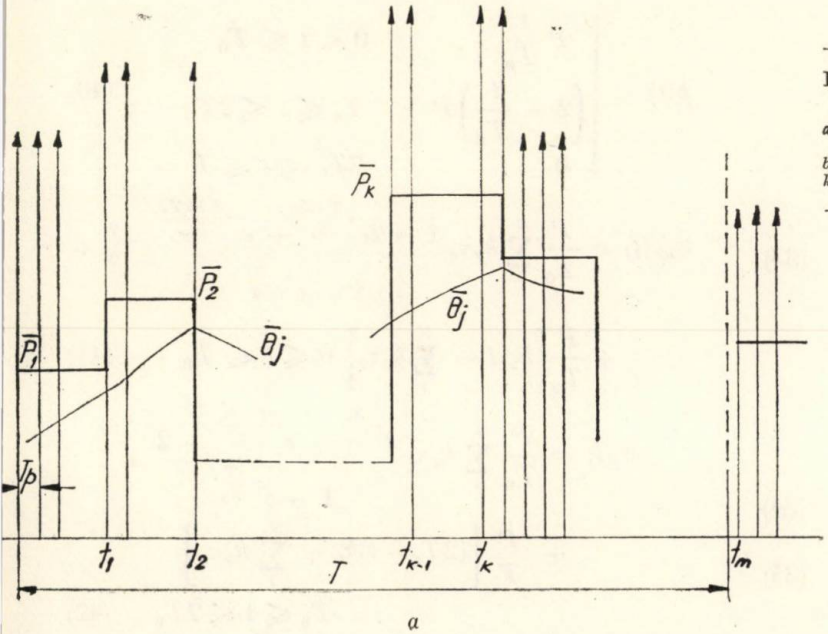
Pentru $n \to \infty$ obținem răspunsul stabilizat, pe treapta k :

$$\vartheta_{j\infty}(t) = P_k k_t - \sum_{q=1}^{N_1} k_q \frac{A_{kq}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{t-t_{k-1}}{\tau_q}}. \qquad (27)$$

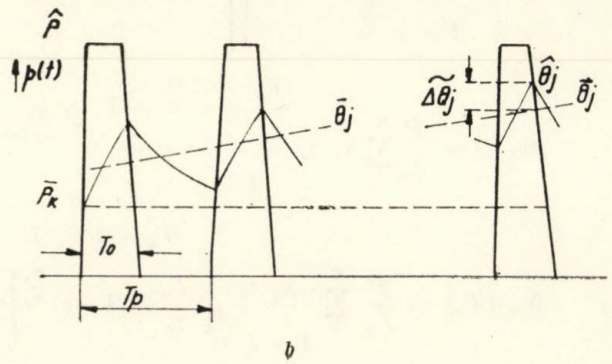
$t_{k-1} \leqslant t \leqslant t_k$

cu :

$$A_{kq} = \sum_{j=1}^{k} (P_j - P_{j-1}) \cdot e^{-\frac{t_{k-1}-t_{j-1}}{\tau_q}} + \sum_{k+1}^{m} (P_j - P_{j-1}) e^{-\frac{T+t_{k-1}-t_{j-1}}{\tau_q}} \qquad (28)$$



a



b

Fig. 4. Încărcarea termică a unui element redresor într-o acționare reversibilă :

a) Variația puterii medii disipate într-un element redresor în timpul unui ciclu de funcționare.

b) Pulsuri de putere de formă oarecare ce se succed cu frecvența rețelei, pe treapta k a ciclului de sarcină complex. În *a*) aceste pulsuri au fost figurate prin săgeți.

Pentru :

$$t_j - t_{j-1},\ T \gg \tau_q$$

rezultă $A_{kq} = 0$.

Pentru :

$$t_j - t_{j-1},\ T \ll \tau_q,$$

rezultă $\dfrac{A_{kq}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} = -\overline{P} + P_k,$ (29)

cu : $\overline{P} = \sum_1^m P_j \dfrac{t_j - t_{j-1}}{T}$ puterea mediată pe ciclu. (30)

Rezultă temperatura stabilizată a joncțiunii la sfîrșitul treptei k :

$$\vartheta_{j\infty}(t_k) = P_k k_t + (\overline{P} - P_k) \sum_{q=1}^{N_1} k_q \left(1 - \frac{T_k}{\tau_q}\right) - \sum_q^{N_2} k_q\, e^{-\frac{T_k}{\tau_q}} \frac{A_{kq}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}},$$ (31)

cu : $T_k = t_k - t_{k-1}$,

unde : prima sumă se efectuează numai pentru părțile redresorului la care : $\tau_q \gg T$, iar cea de-a doua doar pentru părțile la care τ_q este de același ordin de mărime cu $t_{j-1} - t_j$ și cu T. Părțile redresorului pentru care $\tau_q \ll T$, $t_j - t_{j-1}$, nu intervin în sumă, contribuția lor fiind cuprinsă în termenul $P_k . k_t$.

—Pulsuri triunghiulare crescătoare de durată T_0, periodice cu perioada T :

$$p(t) = \begin{cases} \dfrac{t}{T_0} P & 0 < t < T_0 \\ 0 & T_0 < t < T \end{cases}.$$ (32)

Aplicarea relației (6) dă răspunsul stabilizat :

$$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0}\left\{ k_t . t - \sum_1^N k_q \tau_q \left[1 - \frac{-\left(1 - \frac{T_0}{\tau_q}\right) e^{-\frac{T - T_0}{\tau_q}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{t_0}{\tau_q}} \right] \right\},\quad 0 \leqslant t \leqslant T_0$$ (33)

$$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{\frac{T_0}{\tau_q} + e^{-\frac{T_0}{\tau_q}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{t - T_0}{\tau_q}},\quad T_0 \leqslant t \leqslant T$$ (34)

$$\hat{\vartheta}_{j\infty}(T_0) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N \frac{k_q \tau_q}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \left[\frac{T_0}{\tau_q} - (1 - e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}) \right].$$ (35)

Pentru $T_0,\ T \ll \tau_q \quad \hat{\vartheta}_{j\infty} = \dfrac{P}{2} k_t . \dfrac{T_0}{T} = \overline{P}\, k_t.$

Pentru $T \gg \tau_q \quad \hat{\vartheta}_{j\infty} = P k_t - \dfrac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q.$

— Pulsuri periodice triunghiulare descrescătoare de durată T_0 :

$$p(t) = \begin{cases} \left(1 - \dfrac{t}{T_0}\right) P & 0 < t < T_0 \\ 0 & T_0 \leqslant t \leqslant T \end{cases}$$ (36)

$$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0}\left\{ k_t\,(T_0 - t) - \sum_1^N k_q \tau_q \left[-1 + \frac{1 + \frac{T_0}{\tau_q} - e^{-\frac{1}{\tau_q}(T - T_0)}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_q}} \right] \right\} \quad 0 \leqslant t \leqslant T_0$$ (37)

$$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{1 - \left(1 + \frac{T_0}{\tau_q}\right) e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \quad T_0 \leqslant t \leqslant T$$ (38)

$$\vartheta_{j\infty}(0) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{e^{-\frac{T - T_0}{\tau_q}} - \left(1 + \frac{T_0}{\tau_q}\right) \cdot e^{-\frac{T}{\tau_q}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}}$$ (39)

$\vartheta_{j\infty}(0) = 0$ pentru $T \gg \tau_q$ și $\vartheta_j(0) = \dfrac{P}{2} k_t \dfrac{T_0}{T} = \overline{P}\, k_t$ pentru $T,\ T_0 \ll \tau_q$.

—Pulsuri periodice triunghiulare :

$$p(t) = \begin{cases} P \dfrac{t}{T_0} & 0 < t \leqslant T_0 \\ \left(2 - \dfrac{t}{T_0}\right) P & T_0 \leqslant t \leqslant 2T_0 \\ 0 & 2T_0 \leqslant t \leqslant T \end{cases}$$ (40)

$$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{1 - 2e^{-\frac{T - T_0}{\tau_q}} + e^{-\frac{T - 2T_0}{\tau_q}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} e^{-\frac{T}{\tau_q}} + \frac{P}{T_0}\left[k_t . t - \sum_1^N k_q \tau_q \right] \quad 0 \leqslant t \leqslant T_0$$ (41)

$$\vartheta_j(t) = \frac{P}{T_0} \sum_1^N k_q \tau_q \frac{e^{-\frac{T_0}{\tau_q}} - e^{-\frac{t - T_0}{\tau_q}} - 2}{1 - e^{-\frac{T}{\tau_q}}} + \frac{\dot{P}}{T}\left[(2T_0 - t) k_t + \sum_1^N k_q \tau_q \right] \quad T_0 \leqslant t \leqslant 2T_0$$ (42)

$$\vartheta_j(t) = \frac{P}{T_0}\sum_1^N k_q\tau_q \frac{\left(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}\right)^2 e^{-\frac{t-2T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}$$

$$2T_0 \leqslant t \leqslant T \qquad (43)$$

$$\vartheta_{j\infty}(T_0) = Pk_t - \frac{P}{T_0}\sum_1^N k_q\tau_q \frac{(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})(1-e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}})}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \qquad (44)$$

$$\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty} = \overline{P}\sum_1^N k_q \frac{T}{T_0}\frac{1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}\left[\frac{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}} - \frac{\tau_q}{T_0}(1-e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}})\right] \qquad (45)$$

și comparînd cu (8) și (23) obținem:

$$k_{q\Lambda\infty} = k_q\frac{T}{T_0}\left[1-\frac{\tau_q}{T_0}\frac{(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})(1-e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}})}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}\right] \qquad (46)$$

$k_{q\Lambda\infty} \to k_{q\Pi\infty}$ pentru $\tau_q \gg T$ și tinde către $\left(1-\frac{\tau_q}{T_0}\right)k_{q\Pi\infty}$ pentru $\tau_q \ll T$, $T-T_0$.

Ondulațiile temperaturii joncțiunii sînt mai mici la pulsuri triunghiulare decît la pulsuri dreptunghiulare de aceleași energii.

— *Pulsuri trapezoidale*:

$$p(t) = \begin{cases} P_1 + (P_2 - P_1) & 0 < t < T_0 \\ 0 & T_0 < t < T \end{cases}.$$

Rezultă pentru $0 < t \leqslant T_0$ răspunsul stabilizat:

$$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{1}{T_0}\sum_1^N k_q\tau_q\frac{F_j e^{-\frac{t}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} + P_1k_t + \frac{P_2-P_1}{T_0}\left[k_t t - \sum_1^N k_q\tau_q\right.$$

cu $F_j = P_2 - P_1\left(1+\frac{T_0}{\tau_q}\right) + \left[P_1 - P_2\left(1-\frac{T_0}{\tau_q}\right)\right]e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}}$ (47)

$$\vartheta_{j\infty}(t) = \frac{1}{T_0}\sum_1^N k_q\tau_q\frac{G_j}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}\cdot e^{-\frac{(t-T_0)}{\tau_q}}$$

cu $G_j = P_1 - P_2\left(1-\frac{T_0}{\tau_q}\right) + \left[P_2 - P_1\left(1+\frac{T_0}{\tau_q}\right)\right]e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}$

pentru $T_0 \leqslant t \leqslant T$ (48)

$$\hat{\vartheta}_{j\infty}(T_0) = \frac{1}{T_0}\sum_1^N k_q\tau_q\frac{G_j}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} = \frac{1}{T_0}\sum_1^N\frac{k_q\tau_q}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}\left\{P_1 - P_2\left(1-\frac{T_0}{\tau_q}\right) + \left[P_2 - P_1\left(1+\frac{T_0}{\tau_q}\right)\right]e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}\right\} \qquad (49)$$

— *Pentru pulsuri trapezoidale de forma*:

$$p(t) = \begin{cases} P\dfrac{t}{T_0} & 0 \leqslant t \leqslant T_0 \\ P & T_0 \leqslant t \leqslant T_1 \\ P\left(1-\dfrac{t}{T_0}\right) & T_1 \leqslant t \leqslant T_1 + T_0' \\ 0 & T_1 + T_0' \leqslant t \leqslant T \end{cases} \qquad (50)$$

temperatura maximă în T_1 rezultă:

$$\hat{\vartheta}_{j\infty}(T_1) = Pk_t - P\sum_1^N k_q\frac{\tau_q}{T_0}\frac{1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}e^{-\frac{T_1-T_0}{\tau_q}}\left[1 - \frac{T_0}{T_0'}\frac{1-e^{-\frac{T_0'}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}}\cdot e^{-\frac{T-T_1-T_0'+T_0}{\tau_q}}\right] =$$

$$= Pk_t - P\sum_1^N\frac{k_q}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}\left[\frac{\tau_q}{T_0}(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})\,e^{-\frac{T_1-T_0}{\tau_q}} - \frac{\tau_q}{T_0'}(1-e^{-\frac{T_0'}{\tau_q}})\,e^{-\frac{T-T_0'}{\tau_q}}\right]. \qquad (51)$$

Pentru $T_0 = T_0'$

$$\hat{\vartheta}_{j\infty}(T_1) = Pk_t - P\sum_1^N k_q\frac{\tau_q}{T_0}\frac{(1-e^{-\frac{T_0}{\tau_q}})(1-e^{-\frac{T-T_1}{\tau_q}})}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}e^{-\frac{T_1-T_0}{\tau_q}}. \qquad (52)$$

Relația (52) permite calculul temperaturii joncțiunii, ținînd seama de faptul că, pulsurile de putere nu sînt rectangulare, ci apropiate de trapez, datorită fenomenului de comutație. La punțile semicontrolate, la care unghiul de comutație la intrarea în conducție a elementelor redresoare e diferit de cel de la sfîrșitul pulsurilor se poate folosi relația (51).

— *Pulsuri segmente de sinusoidă de forma*:

$$p(t) = \begin{cases} P\sin(\omega t+\gamma);\ 0 < t < T_o \text{ sau } 0 < \omega t < \lambda \\ 0 \qquad\qquad T_o < t < T \qquad \lambda < \omega t < 2\pi) \end{cases} \qquad (53)$$

răspunsul stabilizat rezultă cu (6) :

$$\vartheta_{j\infty}(t) = -P\sum_1^N \frac{k_q C_q}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \frac{e^{-\frac{t}{\tau_q}}}{\sqrt{1+(\omega\tau_q)^2}} + \\ + Pz\sin(\omega t+\gamma-\delta) \qquad 0<t\leqslant T_0 \quad (54)$$

$$\vartheta_{j\infty}(t) = P\sum_1^N \frac{k_q D_q}{\sqrt{1+(\omega\tau_q)^2}} \frac{e^{-\frac{t-T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} = \\ = P\sum_1^N k_q D_q \cos\varphi_q \frac{e^{-\frac{t-T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}; \quad T_0\leqslant t\leqslant T \quad (55)$$

$$\vartheta_{j\infty}(T_0) = P\sum_1^N k_q D_q \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_q)^2}} \cdot \frac{1}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} = \\ = P\sum_1^N k_q D_q \cos\varphi_q \frac{1}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \quad (56)$$

$$C_q = \sin(\gamma-\varphi_q) - \sin(\gamma-\varphi_q+\omega T_0)\, e^{-\frac{T-T_0}{\tau_q}} \quad (57)$$

$$D_q = \sin(\omega T_0+\gamma-\varphi_q) - \sin(\gamma-\varphi_q)\, e^{-\frac{T_0}{\tau_q}} \quad (58)$$

$$\operatorname{ctg}\varphi = \frac{1}{\omega\tau_q}; \quad Z^2 = \sum_1^N (k_q\cos^2\varphi_q)^2 + \\ + \sum_1^N \left(\frac{k_q}{2}\sin 2\varphi_q\right)^2$$

$$tg\,\delta = \frac{\sum_1^N \frac{k_q}{2}\sin^2\varphi_q}{\sum_1^N k_q\cos^2\varphi_q}.$$

Pentru $\gamma = 0$ și $T_0 = \frac{T}{2}$ obținem încărcarea cu semisinusoide, iar pentu $\gamma = \frac{\pi-\lambda}{2}$ cu $\lambda=\omega T_0$ obținem încărcarea cu porțiuni de sinusoide simetrice față de valoarea maximă. Pentru acestea obținem, exprimînd rezultatele în unghi :

$$\vartheta_{j\infty}(t) = PZ\cos\left(\omega t - \frac{\lambda}{2} - \delta\right) - \\ - P\sum_1^N k_q \frac{C_q\cos\varphi_q}{1-e^{-2\pi\operatorname{ctg}\varphi_q}}; \qquad 0\leqslant\omega t\leqslant\lambda \quad (54')$$

$$\vartheta_{j\infty}(t) = P\sum_1^N k_q D_q \frac{\cos\varphi_q}{1-e^{-2\pi ctg\varphi_q}} \cdot e^{-(\omega t-\lambda)ctg\varphi_q} = \\ = -P\sum_1^N k_q D_q\cos\varphi_q \frac{e^{-\frac{t-T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}; \lambda\leqslant\omega t\leqslant 2\pi \quad (55')$$

cu :

$$C_q = \cos\left(\varphi_q+\frac{\lambda}{2}\right) - \cos\left(\varphi_q-\frac{\lambda}{2}\right) e^{-(2\pi-\lambda)\operatorname{ctg}\varphi_q} \quad (57')$$

$$D_q = \cos\left(\varphi_q-\frac{\lambda}{2}\right) - \cos\left(\varphi_q+\frac{\lambda}{2}\right) e^{-\lambda\operatorname{ctg}\varphi_q}$$

și ctg φ, Z, δ ca mai sus (58')

$$\vartheta_{j\infty}(\lambda) = P\sum_1^N \frac{k_q D_q\cos\varphi_q}{1-e^{-2\pi\operatorname{ctg}\varphi_q}} = \\ = P\sum_1^N \frac{k_q D_q\cos\varphi_q}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} = \bar{P}\sum_1^N \frac{k_q\pi}{\sin\left(\pi\cdot\frac{T_0}{T}\right)} \frac{D_q\cos\varphi_q}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \quad (56')$$

cu :

$$\bar{P} = \frac{P}{2\pi}\int_{-\frac{\omega T_0}{2}}^{\frac{\omega T_0}{2}} \cos\omega t\,d\omega t = \frac{P}{\pi}\sin\pi\frac{T_0}{T}. \quad (59)$$

Pentru :

$$\frac{T}{\tau_q}\ll 1; \quad \varphi\to\frac{\pi}{2}; \quad D_q = 2\sin\pi\frac{T_0}{T};$$

$$\frac{\cos\varphi_q}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}} \to \frac{1}{2\pi} \text{ și } \vartheta_{j\infty}(\lambda) = \bar{P}k_t.$$

Comparînd temperaturile la sfîrșitul pulsului pentru pulsuri dreptunghiulare și porțiuni de sinusoidă, rezultă, pentru rezistențele termice echivalente :

$$k_{q\cap\infty} = k_{q\sqcap\infty}\cos^2\varphi_q\cos\omega T_0\left[1 + \right. \\ \left. + \operatorname{tg}\varphi_q\cdot\operatorname{tg}\frac{\omega T_0}{2}\frac{1+e^{-\frac{T_0}{\tau_q}}}{1-e^{-\frac{T}{\tau_q}}}\right] \quad (60)$$

Pentru : $T\ll\tau_q$

$$k_{q\cap\infty} = k_{q\sqcap\infty}\cdot\frac{\sin\pi\frac{T_0}{T}}{\pi\frac{T_0}{T}} = \frac{\bar{P}_\cap}{\bar{P}_\sqcap} \quad (61)$$

Pentru : $T\gg\tau_q$

$$k_{q\cap\infty} = k_{q\sqcap\infty}\cdot\cos\pi\frac{T_0}{T}.$$

— *Comentarea rezultatelor obținute* :

Forma pulsurilor de putere ce se succed cu frecvența rețelei este determinată, în principal, de pierderile de putere în direct p_d și pot fi

cunoscută printr-o înmulțire $p_d(t) = u_d(i_i) \cdot i_d$ (t) efectuată analitic sau grafic. $\bar{P}_d$ este dat în foile de catalog pentru curent prin elementul redresor, de formă sinusoidală sau rectangulară. Odată cunoscut $\bar{P}$ și $p(t)$ pentru diferitele porțiuni ale ciclului de funcționare, relațiile stabilite (tabelul 1) permit calculul temperaturii joncțiunii.

Calculul poate fi mult ușurat, observînd că încărcarea complexă a elementului redresor poate fi adesea separată în două părți (fig. 3). Pe de o parte $\bar{P}(t)$ variază periodic, relativ lent și admite, în general, o reprezentare în trepte ce au o durată superioară secundei. Pe de altă parte, pe intervalul fiecărei trepte, încălzirea redresorului este dată de pulsuri identice $p(t)$ de formă, adesea complicată, ce se succed cu frecvența rețelei. Considerarea doar a variației lui $\bar{P}(t)$ permite determinarea variației în timp a valorii mediate pe puls a temperaturii joncțiunii $\bar{\vartheta}_j(t)$, mărime ce nu depinde de forma pulsurilor de putere, ci doar de valoarea lor medie $\bar{P}$. Pentru a cunoaște valoarea maximă a temperaturii joncțiunii $\hat{\vartheta}_j(t)$, trebuie să se țină seama și de forma pulsurilor. Fiind dat că, pentru fiecare treaptă a lui $\bar{P}$ trec sute de pulsuri identice prin redresor, mărimea $\hat{\vartheta}_j - \bar{\vartheta}_j$ poate fi calculată din răspunsurile staționare corespunzătoare formei lui $p(t)$.

Dacă $p(t)$ are o formă oarecare, se aproximează cu forma cea mai apropiată din tabelul 1, sau, eventual, cu una în trepte, $\hat{\theta}_j - \bar{\theta}_j$ atingînd valoarea staționară după un timp de ordinul sutei de ms; în evaluarea acestei mărimi nu intervin decît părțile redresorului cu constante mici de timp.

Este util ca impedanța termică tranzitorie să fie împărțită în 2 termeni: primul sensibil la forma pulsurilor, corespunde părților de inerție mică a redresorului și nu depinde de condițiile exterioare de răcire, în timp ce al doilea, corespunzînd părților de inerție mare, este sensibil numai la valoarea medie a pulsurilor și este determinat de condițiile de răcire ale radiatorului:

$$r_u(t) = r_{u_{int}}(t) + r_{u_{ext}}(t). \qquad (62)$$

Oscilația de frecvență mare a temperaturii joncțiunii $\widetilde{\Delta\vartheta}_j$ este determinată exclusiv de $r_{u_{int}}(t)$.

Datorită faptului că este posibilă măsurarea temperaturii la baza capsulei, cele 2 componente ale impedanței termice tranzitorii pot fi definite ca (fig. 5):

$$r_{u_{int}} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_{caps.}}{\bar{P}}, \qquad (63)$$

$$r_{u_{ext}} = \frac{\vartheta_{caps.}}{\bar{P}}. \qquad (64)$$

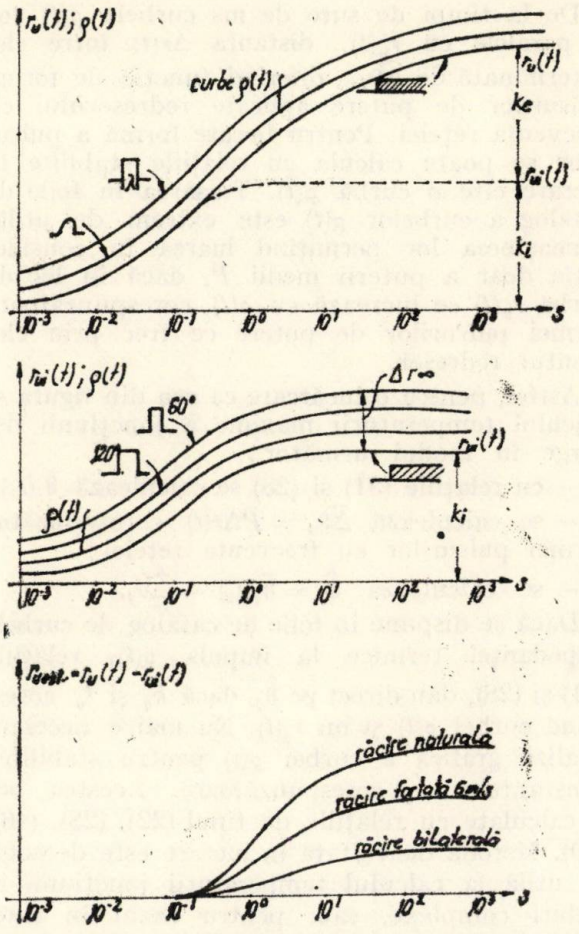


Fig. 5. Curbe ale impedanței termice tranzitorii totale $r_u(t)$ interne $r_{ui}(t)$ externe $r_{uext}(t)$ și la impuls $\rho(t)$.

Dacă se definește impedanța termică la impuls $\rho(t)$ [2] ca:

$$\rho(t) = \frac{\hat{\vartheta}_j}{\bar{P}} \qquad (65)$$

alături de impedanța termică la curent constant:

$$r_u = \frac{\bar{\vartheta}_j}{\bar{P}} \qquad (66)$$

unde, toate temperaturile sînt raportate la temperatura ambiantă. Rezultă:

$$\rho(t) = r_u(t) + \frac{\widetilde{\Delta\vartheta}_j}{\bar{P}}(t) = r_u(t) + \Delta r(t), \qquad (67)$$

cu: $\widetilde{\Delta\vartheta}_j(t) = \hat{\vartheta}_j(t) - \bar{\vartheta}_j(t)$,

mărimea: $\Delta r = \frac{\widetilde{\Delta\vartheta}_j}{\bar{P}}$, atingînd o valoare staționară $\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty}$ după un timp de ordinul sutei de ms.

De la timpi de sute de ms curbele $\rho(t)$ vor fi paralele cu $r_u(t)$, distanța $\Delta r(t)$ între ele, determinată de $\widetilde{\Delta\vartheta}_{j\infty}$, diferind funcție de forma pulsurilor de putere aplicate redresorului cu frecvența rețelei. Pentru fiecare formă a pulsurilor se poate calcula cu relațiile stabilite în lucrare cîte o curbă $\rho(t)$. Trasarea în foile de catalog a curbelor $\rho(t)$ este extrem de utilă, cunoașterea lor permițînd luarea în considerație doar a puterii medii $\bar{P}$, dacă în loc de curba $r_u(t)$ se lucrează cu $\rho(t)$, corespunzătoare formei pulsurilor de putere ce trec prin elementul redresor.

Astfel, pentru o încărcare ca cea din figura 4, calculul temperaturii maxime a joncțiunii decurge în modul următor:

— cu relațiile (31) și (28) se calculează $\bar{\vartheta}_j(t_k)$;

— se calculează $\widetilde{\Delta\vartheta}_j = \bar{P}\Delta r(t)$ corespunzător formei pulsurilor cu frecvența rețelei;

— se calculează $\hat{\vartheta}_j = \bar{\vartheta}_j(t_k) + \widetilde{\Delta\vartheta}_j$.

Dacă se dispune în foile de catalog de curbele impedanței termice la impuls $\rho(t)$, relațiile (31) și (28), dau direct pe $\hat{\vartheta}_j$, dacă k_q și t_q corespund curbei $\rho(t)$ și nu $r_u(t)$. Nu mai e necesară analiza grafică a curbei $\rho(t)$ pentru stabilirea constantelor k_q corespunzătoare. Acestea pot fi calculate cu relațiile de tipul (22), (23), (46), (60). Metoda dezvoltată în lucrare este deosebit de utilă la calculul temperaturii joncțiunii în cicluri complexe, sau, pentru cazul în care, forma pulsurilor puterii degajate cu frecvența rețelei se abate sensibil de la cea dreptunghiulară. Unul din domeniile de utilizare este calculul curbelor de catalog ale impedanței termice tranzitorii la impuls $\rho(t)$ la diode și tiristoare.

Bibliografie

[1] *Gutzwiller, F. W.* și *Sylvan, T. P.* Power semiconductor ratings under transient loads. In: AIEE Trans. I, **80**, nr. 1, 1961, p. 699—706.

[2] *Hoffman, A.* și *Stocker, K.* Thyristor Handbuch. 1965, Siemens-Erlangen.

[3] *Korb, F.* Die thermische Ausslegung von fremdgekühlten Halbleitern bei netzgeführten Stromrichtern., In: ETZ A, **92**, nr. 2, 1971, p. 100—105.

[4] *Korb, F.* Das thermische Verhalten selbstgekühlter Halbleitern bei netzgeführten Stromrichtern. In: ETZ A, **92**, nr. 4, 1971, p. 228—234.

[5] *Lin, H. C.* și *Crosby, R. E.* A determination of thermal resistance of silicon jonction devices. In: IRE National Convention Record, Part 3, 1957, nr. 5, p. 22—25.

[6] *Lupaș, O.* Încălzirea dispozitivelor redresoare semiconductoare de putere. In: Electrotehnica **19**, nr. 10, 1971, p. 374—383.

[7] *Lupaș, O.* Transient thermal impedance of jonction rectifiers under pulse load. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. **17**, nr. 2, 1972, p. 261—283.

[8] *Lupaș, O.* Principii de dimensionare termică a dispozitivelor semiconductoare de putere. Teză de doctorat, IPB-București, 1973.

[9] *Mauersberger, Ch.* Messung des transierten Wärmewiderstand und Bestimmung der Wärmewiderstände und Zeitkonstanten von Thyristoren. In: Elektrie **22**, nr. 3, 1968, p. 101—104.

[10] *Motto, I. W.* Computer aided analysis of thyristor current ratings. In: IGA **5**, oct. 1969, p. 524—535.

[11] *Thiele, G.* Strombelastbarkeit von Thyristoren. In: VDE Buchreihe Energie Elektronik und geregelte elektrische Antriebe., **11**, 1966, p. 58—71.

[12] *Vasiliu, M.* Steady-state response to nonsinusoidal periodic excitations. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. **15**, nr. 2, 1970, p. 275—283.

[13] *Vasiliu, M.* On the steady-state response to periodic piecewise sinusoidal excitations., In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotech. et Energ. **15**, nr. 3, 1970, p. 543—560.

[14] *Vasiliu, M.* Expansion formulas for steady-state response due to periodic excitations. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ., Part I **16**, nr. 1, 1971, p. 55—93.; Part II **16**, nr. 2, 1971, p. 255—269.

[15] *Vasiliu, M.* Periodic steady-state response due to square wave excitations. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. **61**, nr. 3, 1971, p. 417—434.

Intrat în redacție la 6.II.1974

Materiale magnetice și influența lor asupra parametrilor motorului cu histerezis

LIVIU PALII și NICOLAE GALAN*—București

CZ 621.318.1 :621.313.39

1. Introducere. Sistemele automate și microacționările sînt domeniile unde motorul cu histerezis a căpătat o largă utilizare. Acest fapt, se explică prin o serie de avantaje pe care le prezintă acest motor, cum ar fi: cuplul de pornire mare și intrare automată în sincronism, la orice moment de inerție. Intrarea în sincronism se face fără șocuri cu stabilitate a vitezei la un diapazon determinat al variației sarcinii și tensiunii de alimentare. În regim sincron indicii energetici sînt relativ ridicați, construcția este simplă și robustă, lipsa polilor aparenți pe rotor este avantajoasă pentru motoarele cu număr mare de poli și permite o ușoară realizare a motoarelor cu mai multe viteze, prin schimbarea numărului perechilor de poli ai înfășurării statorice. Caracteristicile materialului zonei active a rotorului sînt stabile la variații mari de temperatură; construcția simetrică a rotorului ușurează operația de echilibrare a rotorului, cînd motorul

* Ing. *L. Palii* este șef de secție la intreprinderea Electromagnetica-București, iar dr. ing. *N. Galan* este șef de lucrări la Institutul politehnic-București.

este utilizat la turații foarte mari. De precizat că acest motor concurează cu alte tipuri de motoare la puteri mici. O dată cu creșterea puterii caracteristicile de funcționare se înrăutățesc. Peste cîteva sute de wați, utilizarea acestui motor nu prezintă mare interes. Acest motor și-a lărgit aria de aplicații numai datorită progreselor realizate în domeniul materialelor magnetice [1]—[13]. Alegerea materialului magnetic constituie una din problemele dificile în construcția motorului, și este impusă de tipul motorului și de caracteristicile de funcționare cerute.

2. Materiale magnetice utilizate în construcția motorului cu histerezis. Determinante pentru caracteristicile de funcționare a motorului cu histerezis sînt proprietățile materialelor magnetice, din care este realizată zona activă. Fără o cunoaștere a proprietăților acestor materiale, nu este posibilă determinarea caracteristicilor de funcționare și nici elaborarea unor metode practice de calcul ale motoarelor cu histerezis.

Materialul zonei active a rotorului este magnetizat de cîmpul magnetic, creat de curenții din înfășurarea statorică, trecînd direct într-o stare similară rotorului cu magneți permanenți, iar cuplul electromagnetic dezvoltat de motor este proporțional cu suprafața ciclului de histerezis. Din această cauză, modul de caracterizare a acestor materiale diferă în raport cu alte tipuri de materiale magnetice. Astfel, starea magnetică a materialului zonei active poate fi caracterizată de o familie de cicluri de histerezis. Ciclul de histerezis de suprafață maximă se numește ciclu limită, oricare ciclu din interiorul ciclului limită se numește ciclu minor. Fiecare ciclu din această familie poate fi un ciclu de funcționare, corespunzător unei inducții magnetice maxime, B_m, determinată de curenții din înfășurarea statorică. Punctul de funcționare a materialului magnetic este determinat de inducția maximă B_m și de intensitatea maximă H_m a cîmpului magnetic. Această situație le deosebește de materialele pentru magneți permanenți, care pot fi caracterizate prin curba de demagnetizare din cadranul II. Familia ciclurilor de histerezis permite determinarea curbei $B_m = \mathrm{f}(H_m)$ și a pierderilor specifice prin histerezis $p_H = f(B_m)$. Cele două curbe pot caracteriza materialul magnetic din punctul de vedere al teoriei motorului cu histerezis.

Dacă inducția magnetică în material variază în timp sub forma:

$$B(t) = B_m \sin\omega t, \tag{1}$$

atunci, intensitatea cîmpului magnetic $H(t)$ se poate pune sub forma:

$$H(t) = \sum_{\nu=1,3,5\ldots} H_m \sin(\omega t + \gamma_\nu), \tag{2}$$

iar suprafața ciclului de histerezis va fi:

$$S_0 = w_H = \oint \overline{B}\, \mathrm{d}\overline{H} = \pi B_m H_{m1} \sin\gamma_1, \tag{3}$$

adică, conversia energiei are loc numai pe fundamentală.

Din relația (3) rezultă $\sin\gamma_1$. În calculele practice pentru simplitate se consideră $H_{m1} \cong H_m$ și se determină un unghi de histerezis dat de relația:

$$\sin\gamma_0 = \frac{S_0}{\pi H_m B_m}, \tag{4}$$

unde, H_m și B_m sînt determinați din ciclul de histerezis dat. Această aproximație este acceptabilă în multe cazuri, deoarece, în mod obișnuit, $\sin\gamma_1$ diferă de $\sin\gamma_0$ cu 5—15%.

În teoria motorului cu histerezis se poate opera și cu alte două curbe: $\mu_m = \frac{B_m}{H_m} = F(B_m)$ și $\sin\gamma_0 = f(B_m)$, adică, ciclul de histerezis real se înlocuiește cu o elipsă echivalentă.

Pentru materialele utilizate în construcția motorului cu histerezis, important este, nu numai valoarea pierderilor prin histerezis p_H, ci și curentul de magnetizare a motorului, care trebuie să fie relativ mic. Pentru a se avea în vedere și acest aspect, s-a introdus coeficientul:

$$k_b' = \frac{S_0}{4 H_m B_m} = \frac{\pi}{4} \frac{H_{m1}}{H_m} \sin\gamma_1. \tag{5}$$

Un material care are coeficientul k_b' ridicat este un material cu calități superioare. Pentru ciclul de histerezis dreptunghiular, unde $H_{m1}/H_m = 4/\pi$, rezultă $\sin\gamma_1 = k_b' = 1$; obișnuit $k_b' = 1{,}4 \div 0{,}7$.

De precizat că cele mai multe materiale magnetice sînt însoțite doar de curba de demagnetizare din cadranul II, fapt care nu permite determinarea elementelor necesare în calculul motorului cu histerezis, decît cu o anumită aproximație.

În cele ce urmează se vor prezenta cîteva grupuri de materiale magnetice mai des utilizate în construcția motorului cu histerezis.

O categorie mare de materiale magnetice dure prezintă proprietăți magnetice corespunzătoare pentru construcția zonei active a rotorului; din acestea, doar cîteva prezintă caracteristici optime pentru a fi utilizate, însă unele cerințe economice conduc la utilizarea unei game mai largi de materiale.

a) Oțelurile călite cu structură martensitică cuprind o gamă largă de oțeluri ușor accesibile, de la oțelurile carbon pînă la oțelurile înalt aliate [1], [2]. Sînt mai rar utilizate în prezent, din cauza calităților magnetice slabe

și a instabilității structurale în timp, care conduc la fenomenul de îmbătrînire magnetică. Caracteristici superioare se ating cu oțeluri înalt aliate cu cobalt, care conțin wolfram, crom, molibden. Odată cu creșterea conținutului de cobalt, pînă la 40%, se obține și o creștere aproximativ proporțională a cîmpului magnetic coercitiv.

În tabelul 1 sînt date trei exemple de oțeluri înalt aliate care ating caracteristici de performanță pentru această categorie de materiale. Obișnuit, materialele indicate în tabelul 1 se folosesc în stare laminată, forma dorită obținîndu-se prin îndoire la 800 — 850 °C, sau prin așchiere. Duritatea este de 28 — 35 HRC, nefiind indicată aplicarea tratamentelor termice în scopul scăderii durității.

Tabelul 1

Nr. exemp.	Compoziția, % (restul Fe)						B_r	H_c	$(BH)_{max}$
	Co	Cr	W	Mo	C	Mn	T	A/cm	kJ/m³
1	15	9	—	1,5	1,0	0,3	0,82	143	4,9
2	36	5,75	3,75	—	0,8	0,5	0,96	184	7,6
3	40	4,25	5	—	0,7	—	1	200	8,35

Pentru obținerea, în final, a proprietăților magnetice optime, se aplică tratamente termice de normalizare, revenire și călire, cînd și duritatea crește la 60 — 65 HRC. Aceste materiale pot fi utilizate și în stare turnată, iar după tratamente termice adecvate se obțin caracteristici comparabile cu cele ale materialului laminat, doar inducția remanentă este mai mică, însă cîmpul coercitiv este mai mare (fig. 1).

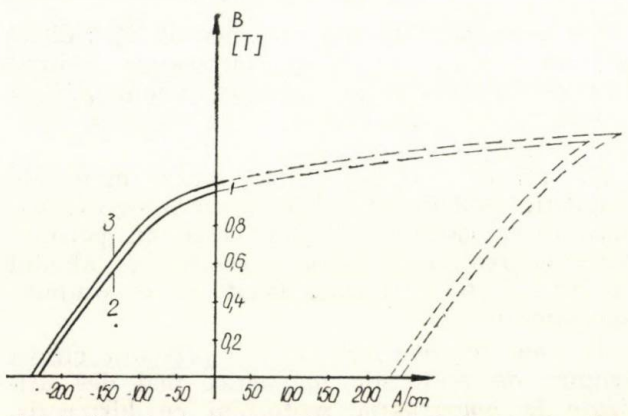


Fig. 1. Curbele de demagnetizare a oțelurilor înalt aliate cu cobalt în starea laminat și tratat termic. Exemplele 2 și 3 din tabelul 1.

Figura 1 redă curbele de demagnetizare ale oțelurilor 2 și 3 din tabelul 1, în starea laminate și tratate termic. Prin extrapolare, curbele din figura 1 permit deducerea aproximativă a suprafeței ciclului de histerezis corespunzător. Se extrapolează curba din cadranul II și în cadranul I, iar curba din cadranul II se translatează cu $2H_c$ în cadranul I pînă la inducția magnetică egală cu 0,8 B_r, apoi se racordează la curba de demagnetizare (curbele punctate din figura 1). Acest procedeu poate fi utilizat pentru calcule aproximative, în cazul în care se cunoaște numai curba de demagnetizare din cadranul II. In unele lucrări, se dau, fie o familie de cicluri de histerezis pentru materialul considerat, fie curbele $p_H = f(B_m)$ și sin $\gamma_0 = f(B_m)$; în acest caz calculul se poate face suficient de exact [10], [11], [12], [13], [14].

b) Aliajele pe bază de fier α, cu solidificare dispersionară, cuprind aliaje ale fierului cu elemente care prezintă solubilitate în stare solidă variabilă cu temperatura. Aceasta permite ca în cursul unei solidificări cu viteză de răcire constantă sau tratament termic să se obțină precipitarea unei faze care tensionează puternic matricea de soluție solidă α, structură ce evidențiază proprietăți de magnet permanent. Din această clasă de materiale, pentru motorul cu histerezis prezintă interes aliajele Fe-Co-Mo, cu un conținut de 10—12% cobalt, 12—20% molibden și restul fier, avînd carbonul limitat la maximum 0,04%. Denumite comercial Comol, Remalloy, Indolloy sau Comolloy sînt utilizate în stare turnată și tratată sau deformate plastic, după o prealabilă călire cînd au duritatea de 28—30 HRC. În această stare se fac și eventualele prelucrări mecanice, urmează apoi un tratament termic care asigură precipitarea fazei secundare. În starea finală are o duritate de 60 HRC și materialul este în general casant.

Pentru cazurile cînd necesită o rezistență sporită la șocuri și vibrații, materialele obținute prin tehnologia pulberilor asigură proprietăți mecanice superioare și proprietăți magnetice comparabile cu cele ale materialelor obținute prin turnare. Aceste aliaje au două avantaje esențiale, față de oțelurile cu cobalt: pot fi utilizate la temperaturi relativ mari, fără riscul de îmbătrînire magnetică și au o energie specifică mare.

Curbele de demagnetizare, pentru exemplele de materiale din tabelul 2 în stare turnată și tratate termic, sînt redate în figura 2.

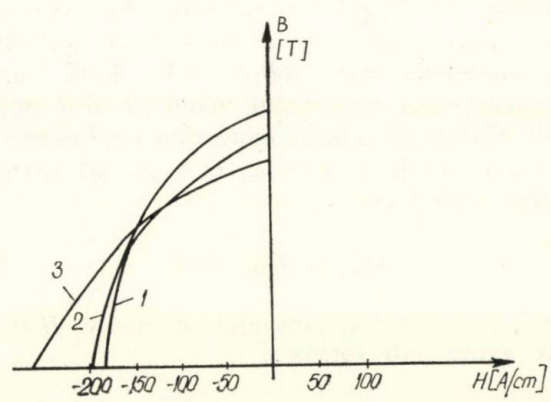


Fig. 2. Curbele de demagnetizare a aliajelor Fe-Co-Mo în stare turnat și tratat termic. Exemplele 1, 2, 3, din tabelul 2.

c) Aliaje de tip Vicalloy cuprind aliajele Fe-Co-V, ale căror proprietăți magnetice sînt avantajoase pentru realizarea zonei active a rotorului motorului cu histerezis. Realizarea acestor aliaje a constituit un salt de mare importanță în construcția și utilizarea motorului cu histerezis. Aceste aliaje, avînd o compoziție de forma 36—62% cobalt, 6—16% vanadiu și restul fier își datorează proprietățile magnetice tranformărilor structurale, realizate în cursul tratamentelor termice și a deformărilor plastice. Aceste aliaje au cîmpuri magnetice coercitive relativ mari și o energie magnetică specifică mare.

Tabelul 2

Nr. exemp.	Compoziția în % 12% Co, restul Fe	B_r T	H_c A/cm	$(BH)_{max}$ kJ/m³
1	15% Mo	1,1	184	10,4
2	17% Mo	1	192	9,6
3	20% Mo	0,9	271	10

Exemplele 1 și 2 din tabelul 3 sînt aliaje optime, denumite uzual Vicalloy I și Vicalloy II. Aliajul se obține prin turnare, după care prezintă o duritate de 23—38 HRC, putînd fi prelucrat prin așchiere.

Prin călire materialul devine neferomagnetic și duritatea scade la 20 HRC. Tratamentul termic de revenire redă aliajului Vicalloy I proprietățile magnetice optime. În cazul aliajului Vicalloy II, în starea călit este deformat plastic la rece, obținîndu-se o texturare a materialului, deci, în final, și o anizotropie a proprietăților magnetice.

În cursul deformării la rece materialul se durifică, datorită atît ecruisării, cît și începerii reacției de precipitare a fazei, duritatea crescînd pînă la 35—39 HRC. Tratamentul termic de revenire desăvîrșește proprietățile magnetice, duritatea crescînd la 60 HRC.

O serie de cercetări au evidențiat posibilitatea înlocuirii parțiale a vanadiului cu crom; aceste aliaje se evidențiază printr-un grad de anizotropie mai pronunțat și prin inducție remanentă superioară aliajelor Vicalloy I și Vicalloy II, iar cîmpul magnetic coercitiv este comparabil cu al acestora [7], [8].

În figura 3 se prezintă curbele de demagnetizare pentru aliajele Vicalloy I și Vicalloy II, iar în figura 4 se prezintă curbele pentru aliajele de tip Vicalloy cu conținut de crom, exemplele 3 și 4 din tabelul 3.

Deși această clasă de materiale oferă proprietățile magnetice cele mai bune pentru construcția motorului cu histerezis, în comparație cu alte materiale cunoscute, utilizarea lor este limitată, din cauza prețului ridicat al componentelor cobalt și vanadiu.

d) Aliaje Cu—Fe. Cercetări recente au evidențiat, pentru prima dată, proprietăți magnetice de interes tehnic la aliaje Cu—Fe, realizate după o tehnologie specială [9].

Fierul și cuprul sînt, practic, insolubile în stare solidă. Prin solidificarea aliajului, în condiții care să împiedice segregarea, se obține o

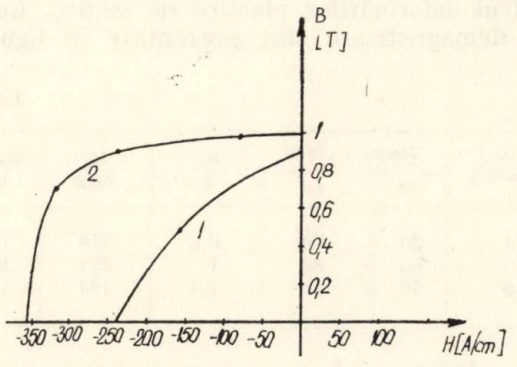


Fig. 2. Curbele de demagnetizare a aliajelor Vicalloy I și Vicalloy II. Exemplele 1 și 2 din tabelul 3.

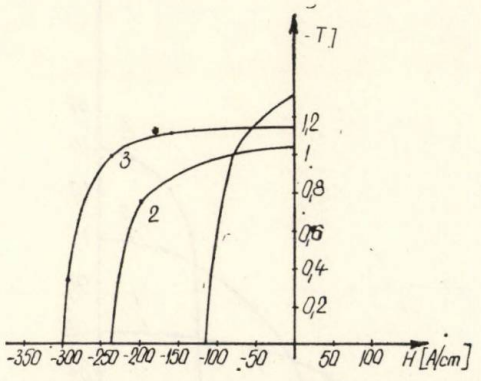


Fig. 4. Curbele de demagnetizare a aliajelor de tip Vicalloy cu crom. Exemplele 3 și 4 din tabelul 3.

Tabelul 3

Nr. exemp.	Compoziția în % Co	V	Cr	B_r T	H_c A/cm	$(BH)_{max}$ kJ/m³	Observații
1	52	10	—	0,9	240	8	izotrop
2	52	13	—	1	360	24	reducere a secțiunii 90% aniozotr.
3	52	8	4	1,15	—	24,8	sîrma Ø 0,15 mm
				1,05	240	15,2	benzi 0,4 mm
4	53	5	4	1.3	—	8,8	

matrice de cupru inactivă magnetic și particule de fier α înglobate în aceasta. Tratamente termice adecvate și deformări plastice cu reduceri ale secțiunii de 96—99% permit obținerea unei structuri fine și uniform disperse de particule alungite de fier în matricea de cupru. Din punct de vedere magnetic aceasta revine la o structură de tipul celei ce stă la baza realizării magneților permanenți, din pulberi aciculare monodomeniale de fier, deja cunoscuți sub numele de E.S.D. Proprietățile magnetice de interes ca magnet permanent se găsesc în domeniul 20—80% Fe. Inducția remanentă ca și cîmpul magnetic coercitiv variază aproape liniar cu conținutul de fier,

respectiv, inducția crește și cîmpul scade odată cu creșterea conținutului de fier.

Tabelul 4 redă trei exemple de compoziții și proprietățile magnetice pentru aliajele Cu—Fe, la care a fost aplicată o reducere a secțiunii, în cadrul deformărilor plastice de 99,6%. Curbele de demagnetizare sînt prezentate în figura 5.

Tabelul 4

Nr. exemp.	Compoziția în %		B_r T	H_c A/cm	$(BH)_{max}$ kJ/m³
	Fe	Cu			
1	30	70	0,6	344	12,8
2	50	50	1	224	16
3	70	30	1,4	104	11,2

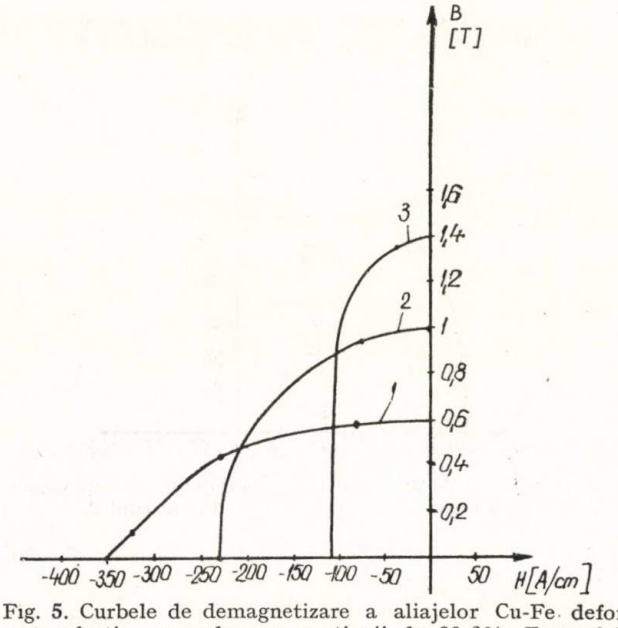


Fig. 5. Curbele de demagnetizare a aliajelor Cu-Fe deformate plastic, cu reducerea secțiunii de 99,6%. Exemplele 1, 2 și 3 din tabelul 4.

Proprietățile magnetice comparabile cu cele ale aliajului de tip Vicalloy și costul scăzut al materiilor prime și al tehnologiei în fabricația acestor materiale aduce o scădere considerabilă a prețului de fabricație al motoarelor cu histerezis ce vor utiliza acest material. Aceasta va permite o extindere și mai mare a utilizării unor asemenea motoare.

3. Parametrii rotorului motorului cu histerezis cu cîmp radial. În teoria motorului cu histerezis, una din problemele dificile o constituie determinarea parametrilor rotorici, parametri care depind direct de proprietățile magnetice ale materialului utilizat pentru realizarea zonei active. În continuare, se va avea în vedere studiul parametrilor rotorici la motorul cu cîmp radial, a cărui secțiune transversală este prezentată în figura 6.

În figura 6 sînt precizate rezistivitatea electrică, permeabilitatea magnetică și dimensiunile

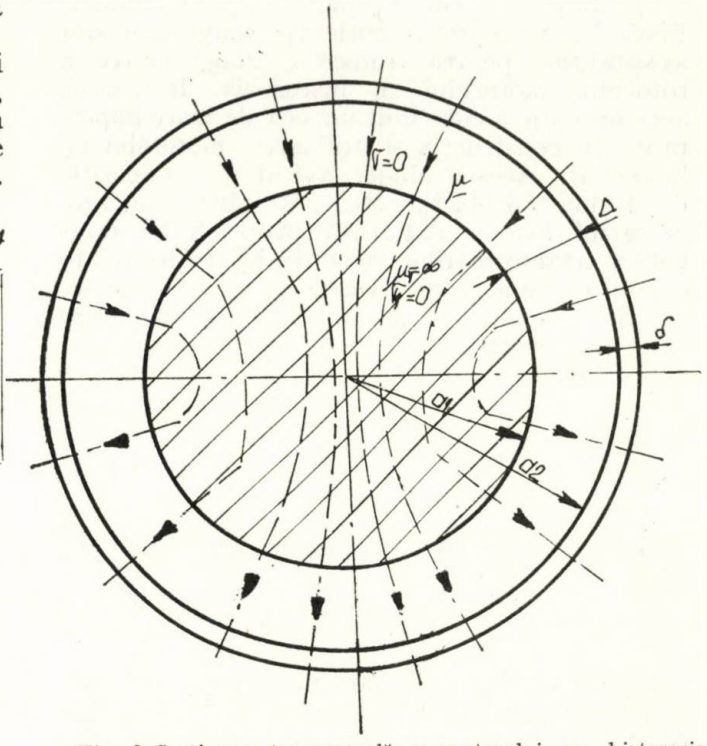


Fig. 6 Secțiunea transversală a motorului cu histerezis cu cîmp radial.

geometrice ale fiecărei zone. Cu notațiile din figura 6 impedanța rotorică a motorului cu cîmp radial se poate pune sub forma :

$$Z_h/Z_0 = \frac{j\,h_0}{h_0\,\delta'' + \varkappa} = R_h + j\,X_h, \qquad (6)$$

unde :

$$Z_0 = \frac{6}{\pi}\,(w\,k_w)^2\,L\,\omega\,\mu_0\,;$$

$$x = \frac{\varepsilon_1^p - \varepsilon_1^{-p}}{\varepsilon_1^p + \varepsilon_1^{-p}};\ \varepsilon_1 = a_2/a_1,$$

$$h_0 = \frac{\mu}{\mu_0} = \frac{\mu_m}{\mu_0}\,e^{-j\gamma};\ \delta'' = p\,\frac{\delta'}{a_2} = \frac{\pi}{2}\,\frac{\delta'}{\tau}; \qquad (7)$$

δ' — întrefierul echivalent al mașinii;
L — lungimea rotorului egală cu lungimea statorului.

Celelalte notații sînt cunoscute din teoria mașinilor electrice.

Trebuie precizat că reactanța X_h include și reactanța de magnetizare a întrefierului. Schema echivalentă cu acești parametri este indicată în [14]. Relația (6) prezintă avantajul că exprimă impedanța funcție de mărimi relative, care scot în evidență explicit elementele care o determină. Astfel, proprietățile materialului magnetic sînt reprezentate prin mărimea relativă h_0, iar grosimea zonei active și numărul perechilor de poli prin mărimea relativă x [14], [15], [16].

În lucrarea [17] este studiat modul de variație a mărimii relative x funcție de grosimea relativă Δ/a_1 și numărul perechilor de poli p. Cu această precizare parametrii rotorici se pot studia funcție de mărimea relativă x, deoarece x este unic determinat de Δ/a_1 și p.

Relația (6) s-a dedus în ipoteza că ciclul de histerezis este aproximat cu o elipsă echivalentă, adică materialul zonei active poate fi caracterizat prin permeabilitatea μ_m și unghiul de histerezis γ.

Materialul zonei active fiind neliniar rezultă că μ_m și γ sînt funcție de inducția magnetică B_m. Permeabilitatea magnetică μ_m și unghiul de histerezis γ au un cîmp larg de valori în raport cu tipurile de materiale cunoscute, de aceea prezintă importanță studiul variației parametrilor rotorici, funcție de caracteristicile magnetice ale materialului (μ_m/μ_0 ; γ). Fiind cunoscută dependența parametrilor rotorici, în raport cu caracteristicile magnetice ale materialului, se pot optimiza caracteristicile de funcționare a motorului cu histerezis, funcție de cerințele impuse motorului.

În figura 7a și b s-au trasat curbele R_h, $X_h = f(x)$ pentru valori date ale permeabilității magnetice μ_m și ale unghiului de histerezis. Din aceste curbe rezultă că parametrii rotorici variază în limite largi, în raport cu permeabilitatea magnetică relativă h_0, calculele arată că această afirmație rămîne valabilă pentru orice valoare a unghiului γ. Aceste curbe s-au trasat pentru $x \leqslant 0{,}4$, deoarece acest interval include valorile uzuale ale grosimii zonei active și, în plus, pentru $x > 0{,}4$ parametrii rotorici variază în limite restrînse.

De observat că, pentru permeabilități magnetice mici ($h_0 < 40$), rezistența rotorică prezintă un maxim, în raport cu variabila x, maxim care coincide cu maximul cuplului electromagnetic. Acest fapt prezintă importanță pentru alegerea optimă a grosimii zonei active.

Influența permeabilității magnetice asupra parametrilor rotorici se explică prin aceea că, această permeabilitate a zonei active fiind mică ($h_0 = 20 - 100$), reluctanța zonei active este comparabilă cu reluctanța întrefierului și, deci o modificare a zonei active sau o schimbare a materialului conduce la o variație importantă a curentului absorbit de motor, așa cum rezultă din schema echivalentă [14].

În figura 8 s-au trasat curbele R_h, $X_h = f(x)$ pentru diferite valori ale unghiului de histerezis γ, de unde rezultă influența acestui unghi asupra parametrilor rotorici. Acest unghi indică ponderea componentei active, în raport cu componenta reactivă pentru curentul echivalent rotoric. Cu cît acest unghi este mai mare, cu atît materialul este utilizat mai avantajos. Se constată că rezistența rotorică variază în limite largi, în raport cu unghiul de histerezis γ, fapt care se explică prin aceea că pierderile specifice prin histerezis sînt proporționale cu sin γ. În raport cu unghiul de histerezis reactanța X_h, practic, este constantă. Familiile de curbe trasate permit o alegere corespunzătoare a materialului zonei active, funcție de datele tehnico-economice impuse. Pentru obținerea unor cupluri electromagnetice mari se vor utiliza materiale cu per-

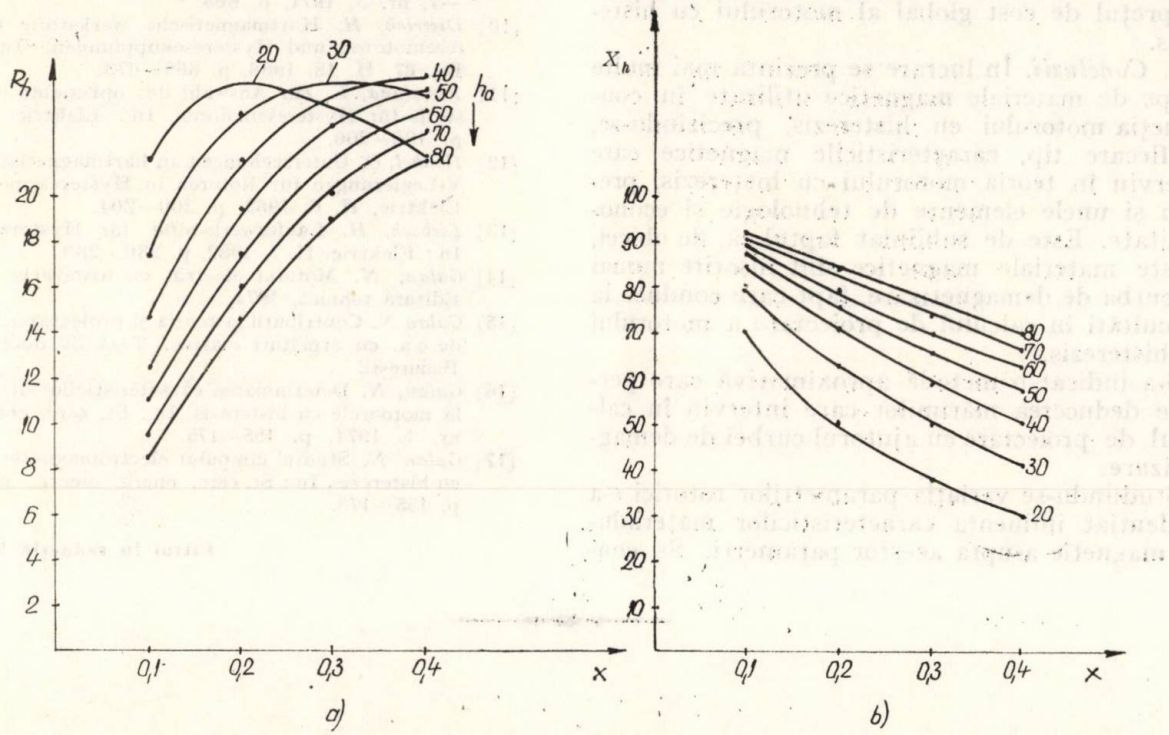


Fig. 7. Parametrii rotorici, funcție de mărimea relativă x pentru $\sin\gamma_0 = 0{,}6$ și $\delta'' = 0{,}01$: a) $R_h = f(x)$; b) $X_h = f(x)$.

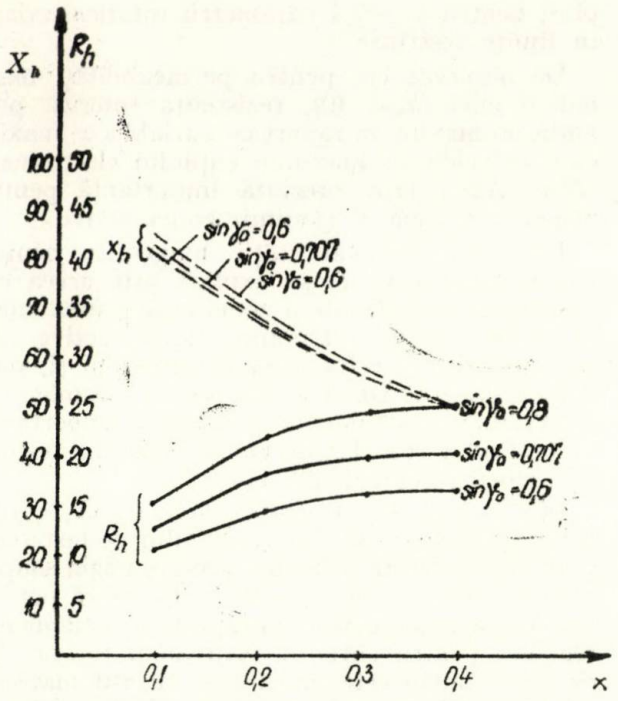


Fig. 8. Curbele R_h $X_h = f(x)$ pentru $\mu_m/\mu_0 = 40$ și $\delta'' = 0{,}01$

meabilitatea magnetică h_0 relativ mică și un unghi de histerezis γ mare. Dacă se impun restricții cu privire la curentul electric absorbit de motor, atunci trebuie ca h_0 să aibă valori relativ mari și, deci, se alege un material corespunzător. Evident că în tot acest studiu se are în vedere prețul de cost al materialului magnetic, care constituie o componentă importantă în prețul de cost global al motorului cu histerezis.

4. *Concluzii.* În lucrare se prezintă mai multe grupe de materiale magnetice utilizate în construcția motorului cu histerezis, precizîndu-se, la fiecare tip, caracteristicile magnetice care intervin în teoria motorului cu histerezis, precum și unele elemente de tehnologie și economicitate. Este de subliniat faptul că, de obicei, aceste materiale magnetice sînt însoțite numai de curba de demagnetizare, fapt care conduce la dificultăți în calculul de proiectare a motorului cu histerezis.

S-a indicat o metodă aproximativă care permite deducerea mărimilor care intervin în calculul de proiectare cu ajutorul curbei de demagnetizare.

Studiindu-se variația parametrilor rotorici s-a evidențiat influența caracteristicilor materialului magnetic asupra acestor parametri. Se constată că proprietățile materialului magnetic conduc la un domeniu foarte larg pentru valorile parametrilor rotorici.

Se justifică afirmația că proprietățile materialului magnetic sînt determinate pentru performanțele motorului cu histerezis.

Curbele trasate permit corelarea dimensiunilor zonei active cu proprietățile materialului magnetic ales. Se constată că rezistența rotorică crește sensibil cu creșterea unghiului de histerezis, iar reactanța X_h, practic, poate fi considerată constantă, în raport cu acest unghi. În raport cu permeabilitatea magnetică atît rezistența, cît și reactanța variază în limite largi. Aceste curbe permit optimizarea caracteristicilor de funcționare a motorului cu histerezis cu cîmp radial, funcție de cerințele impuse.

Bibliografie

[1] *Cedighian, S.* Materiale magnetice. București, Editura tehnică 1976.
[2] *Heck, C.* Magnetische werkstoffe und ihre technische Anwendung. Huthing Verlag, Heidelberg, 1967, p. 236.
[3] *Kothari, N. C.* Sintered Iron-Cobalt, Molybdenum Alloys. In : Powder Met., nr. 11, 1963, p. 73.
[4] *Nesbitt, E. A.* U. S. Patent 2.298.225. Permanent Magnet Material and Production Thereof.
[5] *Nesbitt, E. A.* Vicalloy- a Workasle Alloy for Permanent Magnet , In : Metals Tech., **13**, 1946, p. 1973.
[6] *Kelsall, G. A., Nesbitt,* E. A., U.S. Patent 2.190.667. Permanent Magnet Alloy.
[7] *Fahlenbrach, H.* Propertas and Fields of Application of Vicalloy Type. In : Permanent Magnet Alloy, Cobalt, nr. 25, 1964, p. 187.
[8] *Fahlenbrach, H.,* Funadamental Studies on Vicalloy Alloys, Cobalt, nr. 49, 1970, p. 196.
[9] *Kowagnchi, T., Ogawa, K.* New Magnetic Material of Cold Worked Fe-Cu Alloy. In : IEEE Trans, Mag. —7, nr. 3, 1971, p. 668.
[10] *Dietrich, H.* Hartmagnetische werkstoffe für Hysteresemotoren und Hysteresekupplungen. In : ETZ-A, Bd. **87**, H. 18, 1966, p. 665—673.
[11] *Riessland, E.* Zur Answahl des optimalen Rotorwerkstoffs für Hysteresemotoren. In : Elektrie, H.6, 1962, p. 196—200.
[12] *Henkel, O.* Untersuchungen an hartmagnetischen Fe-Co-V-Legierungen für Rotoren in Hysteresemotoren. In : Elektrie, H. 6, 1962, p. 200—204.
[13] *Liebsch, H.* Lauferwerkstoffe für Hysteresemotoren, In : Elektrie, H. 7, 1962, p. 230—233.
[14] *Galan, N.* Motorul electric cu histerezis, București, Editura tehnică, 1974,
[15] *Galan N.* Contribuții la teoria și proiectarea motoarelor de c.a. cu armături masive. Teză de doctorat, 1972, București.
[16] *Galan, N.* Determinarea caracteristicilor de funcționare la motoarele cu histerezis. In : St. cerc. energ. electr., nr. 1, 1974, p. 155—175.
[17] *Galan, N.* Studiul cîmpului electromagnetic la motorul cu histerezis. In : St. cerc. energ. electr., nr. 1, 1973, p. 155—175.

Intrat în redacție la 8.V.1974

Magneți permanenți din compușii pămînturilor rare

S. CEDIGHIAN* — București

CZ 621.318.2 :546.65

1. *Introducere.* În coloanele acestei reviste s-a tratat problema magneților din compușii pămînturilor rare [1,2] arătînd că evoluția lor este în curs. Fără a reveni asupra celor spuse, vom rezuma punctele principale, continuînd cu realizările recente. Într-un interval foarte scurt, de numai cîțiva ani, de la primele rezultate de laborator, s-a putut trece la producerea în serie a magneților cu energii pînă la 184 kJ/m³ (23 MGsOe).

Generalități. Un magnet permanent este caracterizat prin reținerea magnetismului după încetarea cîmpului magnetizant. Majoritatea magneților au o curbă histerezis de formă lată, adică, cîmp coercitiv mare. Caracteristicile magnetice ca: inducție remanentă (B_r), cîmp coercitiv (H_c) și energie magnetică $(BH)_{max}$ pot varia în limite foarte mari de la un aliaj la altul, și anume:

B_r — 1/20; H_c — 1/1000; $(BH)_{max}$ — 1/100.

După condițiile impuse se alege materialul corespunzător scopului, fie cu inducție, cîmp sau energie mare, stabilitate bună la variații de temperatură, cu magnetostricțiune mică, coeficient de temperatură în anumite limite etc. Proprietățile mecanice și prețul sînt, de asemenea, factori hotărîtori.

Considerațiile teoretice și încercările de laborator au dovedit că, din compușii intermetalici R—T (R-pămînt rar, T — element de tranziție) de tipul RCo_5 se pot realiza magneți permanenți cu energii foarte mari. Trebuie menționat că, denumirea de pămînturi rare, pentru elementele de tranziție a lantanidelor din grupa a III-a, dă loc la confuzii, întrucît aceste elemente se găsesc din abundență în scoarța pămîntului.

în care:

E_t este energia magnetică teoretică;

B_s — inducția de saturație.

Pentru un compus RCo_5 cu o inducție de saturație 1,2 T ar rezulta o energie teoretică de 288 kJ/m³ (36 MGsOe).

Unii compuși cu structură hexagonală și cîmp de anizotropie mare, prezintă condiții favorabile pentru cîmpuri coercitive mari. În tabelul 1 se dau valorile pentru inducția de saturație, cîmpul de anizotropie, precum și constanta de anizotropie pentru unii compuși RCo_5 [3].

Cîmpul de anizotropie este dat de relația:

$$H_A = \frac{2K}{I_s}, \qquad (2)$$

unde:

H_A este cîmpul de anizotropie;

K — constanta de anizotropie.

Tabelul 1 conține valorile menționate în relația (2), de unde se vede că unii compuși au cîmpuri de anizotropie foarte mari, iar alții posedă inducții superioare, ca, de exemplu, $PrCo_5$. Este, deci, de presupus că o combinație avînd cîmp coercitiv mare (de ex. $SmCo_5$) și alta cu inducție de saturație mare (de ex. $PrCo_5$) ar putea da rezultate bune, cum s-a dovedit și practic.

Elaborarea magneților din compușii intermetalici. Magneții din compușii intermetalici pot fi elaborați prin turnare, prin presare la rece sau, presare și sinterizare. Magneții turnați au energie magnetică inferioară celor presați la rece sau presați și sinterizați.

Tabelul 1

Caracteristicile magnetice ale unor compuși RCo_5

	$SmCo_5$	$CeCo_5$	$PrCo_5$	MM Co_5	YCo_5	$LaCo_5$
H_A, kA/m	16 800—23 200	13 600—16 800	11 600—16 800	14 400—15 600	~10 400	~14 000
B_s T	0,965	0,770	1,200	~0,890	1,06	0,909
K, erg/ $3 \cdot 10^7$	8,1—11,2	5,2—6,4	6,9—10,0	6,4—6,9	~5,5	~6,3

Magneții permanenți din compușii pămînturilor rare sînt caracterizați prin energii mari, în special, cîmpuri intense.

Energia magnetică maximă, calculată teoretic, este limitată de inducția de saturație:

$$E_t = B_s/4, \qquad (1)$$

Magneți RCo_5 turnați. Topirea aliajului se face în cuptor cu inducție sau în cuptor cu arc, în atmosferă de heliu sau argon, folosind o căptușeală a creuzetului, care nu reacționează cu elementele componente. La aliajele obținute prin turnare, cobaltul este parțial înlocuit prin cupru și fier, asigurînd, astfel, proprietățile mecanice satisfăcătoare; în plus cuprul contribuie la mărirea cîmpului coercitiv, iar fierul, a

* Dr. ing. *S. Cedighian* este cercetător principal la ICPE-București

inducției de saturație (implicit și inducției remanente). Prin topire și turnare îngrijită, solidificare dirijată, urmată de tratamente termice de omogenizare la 1 000...1 050°C, apoi revenire, timp de 4 ore la 400°C, se pot obține magneți pe bază de ceriu, cu energii pînă la 80 kJ/m³ (10 MGsOe). Prin înlocuirea parțială a ceriului cu samariu se pot realiza energii pînă la 98 kJ/m³ (12,3 MGsOe), de exemplu, cu un aliaj : $Co_{3,3}$ $Fe_{0,5}$ $Cu_{1,2}$ $Ce_{0,75}$ $Sm_{0,25}$. Micile variații ale compoziției afectează mult energia magnetică. Amănunte în legătură cu magneții turnați, de tipul RCo_5, se găsesc în literatura de specialitate [4—7].

Magneți RCo_5 presați la rece. Folosind tehnologia metalurgiei pulberilor, aliajul RCo_5, obținut prin topire și turnare în condițiile arătate mai sus, este omogenizat, măcinat, pulberea fiind aliniată în cîmp magnetic ; o tratare a pulberii în baie diluată de acid contribuie la mărirea cîmpului coercitiv. Prin presare hidrostatică cu 20 kbar și simultan uniaxială, se obțin densități foarte mari, de aproape 97%. În timpul elaborării trebuie evitată contaminarea cu oxigen.

Caracteristicile magnetice depind de puritatea elementelor componente, de tehnologia de elaborare și tratare a pulberilor, de metoda și durata măcinării, de anizotropia obținută în cîmpul magnetic, de mărimea particulelor și foarte mult de densitatea finală. În condiții optime se obțin energii magnetice cu $SmCo_5$, pînă la 160 kJ/m³ (20 MGsOe). Tehnologiile de elaborare sînt descrise în literatura de specialitate [9—12].

Magneți presați și sinterizați. Realizarea magneților din compușii intermetalici (RCo_5), prin presare și sinterizare prezintă avantajul că la comprimarea pastilelor nu se folosesc forțe mari și se obțin densități foarte mari [13]. Tratarea pulberii în baie acidă nu este necesară. Aliajul elaborat în cuptor cu inducție sau cuptor cu arc, în atmosferă de heliu, se macină în mori vibratoare, pînă la dimensiuni optime de mai mulți microni (aproximativ 10 μm). Ipoteza că particulele de ordinul monodomeniilor (sub 1 μm) ar trebui să dea rezultatele cele mai bune s-a dovedit eronată, întrucît magnetizarea la acești compuși nu se face prin procesul de rotație, ci prin deplasarea pereților Bloch. Pulberea este apoi orientată în cîmp magnetic puternic, pentru obținerea anizotropiei și presată cu aproximativ 8 tf/cm², realizînd o densitate de aproximativ 65%. Pastilele presate sînt sinterizate în atmosferă de heliu, în jur de 1 050°C, fiind răcite cu viteză critică. Vitezele de răcire afectează mult caracteristicile magnetice [14, 15]. Energiile magnetice sînt la fel de mari ca la magneții presați la rece [16]. Densitatea pastilelor depinde mult de procesul de sinterizare și atinge valori pînă la 97%, sau chiar mai mult.

S-a încercat înlocuirea parțială a samariului cu alt pămînt rar [17], obținînd rezultate favorabile. Astfel, cu un aliaj Co—Pr—Sm (Pr și Sm în părți egale) s-a putut mări energia magnetică, prin mărirea inducției remanente (184 kJ/m³ adică 23 MGsOe). În același timp scade și prețul de revenire, Pr fiind un element mai ieftin decît Sm. Prin înlocuirea parțială a samariului cu La (Co—La—Sm) se poate realiza o curbă de demagnetizare pronunțat dreptunghiulară.

O reducere pronunțată a prețului de cost se obține prin introducerea de mischmetal (Co—MM—Sm), (MM—mischmetal), afectînd, însă, energia magnetică.

Sinterizarea cu fază lichidă. Pentru asigurarea unor caracteristici magnetice optime din compușii RCo_5, conținutul de pămînt rar trebuie să fie mai mare decît cel stoichiometric, care este de 33,8%. Rezultate bune se obțin cu aproximativ 37% Sm. O îmbunătățire sensibilă se realizează ,însă, folosind două aliaje cu punct de topire diferit. Aliajul cu punct de topire mai scăzut atingînd punctul de fluiditate, accelerează sinterizarea și previne, astfel, mărirea excesivă a particulelor, ceea ce duce la micșorarea cîmpului coercitiv și, implicit, la reducerea energiei magnetice. Acest procedeu elaborat prima dată de M.G. Benz și D.L. Martin [18], este cunoscut sub denumirea de sinterizare cu fază lichidă (liquid-phase-sintering) și se aplică cu succes la elaborarea aliajelor din compușii pămînturilor rare. Sinterizarea cu fază lichidă, reducînd sensibil timpul de sinterizare, favorizează caracteristicile magnetice [19—25]. Trebuie menționat că, pentru faza lichidă se alege un aliaj corespunzător aliajului de bază, iar proporția este mică față de aceea al aliajului de bază. Sinterizările se fac la temperaturi în jur de 1 075°C, cu răcire controlată, urmată de revenire îndelungată, de exemplu, de 15 ore, la 900°C, bineînțeles, în funcție de aliaj. Folosind acest procedeu, se obțin energii magnetice superioare, în comparație cu cele prin sinterizare simplă, cum s-a procedat la început. Energiile magnetice ating valori pînă la 208 kJ/m³ (26 MGsOe).

Compuși de tipul $R_2(Co_{1-x}Fe_x)_{17}$. Cercetările științifice au demonstrat că unii compuși de forma $R_2(Co_{1-x}Fe_x)$ pot fi folosiți la producerea magneților permanenți, întrucît au inducție de saturație mare, stabilitate termică bună și sînt mai puțin costisitori decît magneții $SmCo_5$. Sînt în curs [26] cercetări pentru obținerea unor rezultate din ce mai bune.

Compuși din mischmetal-cobal (MM—Co). Cel mai ieftin magnet permanent din compușii pămînturilor rare este cel pe bază de mischmetal-cobalt (MM—Co), revenind la un preț de aproximativ două ori mai mare decît magneții din aliajele superioare Alnico, avînd însă avantajul unui cîmp coercitiv mult mai mare decît cel

mai modern Alnico (Alnico 2000). După încercări îndelungate, la început fără succes, s-a reușit realizarea magneților mischmetal-cobalt (MM—Co), folosind, și aici, procedeul sinterizării cu fază lichidă. Trebuie menționat că mischmetalul conține aproximativ 50% ceriu. Magneții realizați din MM—Co ating astăzi, în producția de serie, energii de 96 kJ/m³ (12 MGsOe) [27], iar în laborator s-au obținut pînă 128 kJ/m³ (16 MGsOe). Producerea magneților MM—Co trebuie considerată ca cea mai bună realizare din domeniul magneților din compușii pămînturilor rare.

Aplicații. Progresele spectaculoase obținute în laborator, precum și în producția de serie, multiplele combinații posibile de cercetare, au îndemnat continuarea eforturilor pentru obținerea unor magneți cu energii din ce în ce mai mari și prețuri de cost pe cît posibil de reduse. În acest scop trebuie căutate metode mai avansate pentru separarea elementelor pure din zăcămintele de pămînturi rare (din minereuri), tehnologii raționale și simplificare de producție de serie și combinații avantajoase pentru realizarea de caracteristici corespunzînd diferitelor solicitări ca : cîmp coercitiv mare, inducție mare, energie foarte mare, ciclul dreptunghiular etc. Cercetările se vor continua, în special, asupra magneților mischmetal-cobalt (MM—Co). Trebuie apreciat la maximum realizările în acest domeniu, ținînd seama că de la încercările și unele rezultate pozitive de laborator s-a putut trece atît de repede la producția de serie.

Domeniile de aplicare sînt, deocamdată, limitate din cauza prețului relativ ridicat, comparativ cu magneții din aliajele Alnico sau ferite. Totuși ei au înlocuit cu succes magneții din Pt—Co (incomparabil mai scumpi), fiind folosiți și la lămpi cu unde călătoare, în domeniul undelor foarte scurte. Ei sînt indicați și la mașini electrice. De asemenea, se prevăd aplicații la suspensii magnetice, de exemplu, la trenuri pentru viteze peste 400 km/h.

Pentru o folosire rațională, magneții trebuie corect dimensionați, ținînd seama de caracteristicile lor magnetice, ori acest lucru nu este simplu din cauza pierderilor. Dacă factorul de pierdere a potențialului variază în limite restrînse (1,1...1,5), cel al dispersiei poate avea valori între 1,5 și 10 sau chiar mai mari. Acești factori nu pot fi determinați matematic și se apreciază, în baza unor experiențe îndelungate [28]. O înlocuire, fără recalcularea în baza datelor noi poate duce la rezultate negative, chiar dacă magnetul respectiv are caracteristici superioare celui înlocuit.

În tabelul 2 sînt arătate variațiile lungimii, secțiunii și volumului magneților, în comparație cu aliajul Alnico 500, care este foarte des folosit. Trebuie menționat că, la o dimensionare corectă sau la o înlocuire, trebuie ținut seama și de variația dispersiei în funcție de inducție.

Din grupa magneților cu energie mare, al doilea loc îl ocupă cei din aliajele Alnico. Ei sînt superiori, în privința stabilității termice, oricărui alt aliaj, fiind indicați la aparate de măsurat și în circuite unde nu se admit variații, sau eventual variații foarte mici. Inducțiile remanente, relativ mari, permit secțiuni mici. Cîmpul coercitiv este însă relativ mic, cu excepția aliajelor moderne Alnico 1500 și Alnico 2000. Ca dezavantaj trebuie menționat faptul că aliajele Alnico conțin elemente deficitare, în special, cobalt și nichel.

Magneții oxidici, a căror producție a început în 1952, au căpătat o răspîndire foarte rapidă, întrecînd pe cei din aliajele Alni și Alnico. Magneții oxidici ,din ferita de bariu sau de stronțiu, nu conțin elemente deficitare, au cîmp coercitiv mare și o rezistivitate mare, ceea ce per-

Caracteristicile unor aliaje magnetice *Tabelul 2*

	B_r, T	H_c, kA/m	B_0, T	H_0, kA/m	$(BH)_{max}$, kJ/m³	l, cm	s, cm²	v, cm³
Alnico 500	1,20	50,5	0,95	40,0	38,0	1,0	1,0	1,0
Alnico 700	1,30	54,4	1,20	44,0	53,0	0,81	0,79	0,72
Alnico 1500	0,85	120,0	0,53	77,3	41,0	0,52	1,80	0,93
Alnico 2000	0,74	168,0	0,36	110,0	40,0	0,36	2,63	0,95
Ferită anizotropă	0,40	200,0	0,23	128,0	29,0	0,31	4,1	1,27
MM Co_5	0,71	545	0,37	260,0	96,0	0,15	2,6	0,40
Sm Co_5	0,94	640,0	0,54	300,0	162,0	0,13	1,75	0,23
GECOR	1,00	800,0	0,50	400,0	200,0	0,10	1,90	0,19

B_r — inducția permanentă : H_c — cîmpul coercitiv ; B_0 — inducția în punctul optim de funcționare ; H_0 — cîmpul în punctul optim de funcționare ; $(BH)_{max}$ — energia magnetică ; GECOR — un aliaj din compușii pămînturilor rare, produs experimentat de firma General Electric Co (SUA).

mite folosirea lor și în circuite, la frecvențe mari, cu pierderi mici prin curenți turbionari. Un alt desavantaj care trebuie arătat este faptul că au inducție remanentă mică și stabilitate redusă la variațiile de temperatură (variații de aproximativ zece ori mai mari decît la Alnico).

Bibliografie

[1] *Cedighian, S.* Magneți permanenți din pămînturi rare. In : Electrotehnica, nr. 9, 1971, p. 327—332.

[2] *Cedighian, S.* Evoluția magneților permanenți din compușii pămînturilor rare. In : Electrotehnica, nr. 9, 1972, p. 351—352.

[3] *Strnat, K. J.* Entwicklung von Dauer magneten auf der Basis von Kobalt und Seltenen Erden. In : Z. für Metallkunde, nr. 6, 1970, p. 461—470.

[4] *Nesbitt, E. A.* Permanent magnetic materials containing rare earths. In : J. app. Phys. nr. 3, 1969, p. 1 259—1 265.

[5] *Nesbitt, E. A.* ș.a. Cast permanent magnets of the Co_5 RE-type with mixtures of cerium and samarium. In : J. app. Phys. nr. 4, 1971, p. 1 530—1 532.

[6] *Gilberty, J. Chin.* ș.a. Directional solidification of Co-Cu-R permanent magnet alloys. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 1, 1972, p. 29—35.

[7] *Nesbitt, E. A.* ș.a. Cast permanent magnets of the Co_5R-type with a $(BH)_{max}$ exceeding 12 million GOe. In : App. Phys. Lett. nr. 8, 1970, p. 312—313.

[8] *Buschow, K. H. J.* Magnetmaterial mit einem $(BH)_{max}$—Produkt von 18,5 Millionen Gauss-Oersted. In : Philips Tech. Rdsch. nr. 11/12, 1968, p. 376—377.

[9] *Buschow, K. H. J.* Preparation of Sm-Co-permanent magnets. In : J. app. Phys., nr. 10, 1969, p. 4 029—4 032.

[10] *Strnat, K. H.* The recent development of permanent magnet materials containing rare earths. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 2, 1970, p. 182—190.

[11] *Westendorp, E. E.* Nonaging, cold pressed $SmCO_5$ magnets. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 3, 1970, p. 472—474.

[12] *Buschow, K. H. J.* și *Velge.* Permanent magnet materials of rare-earth-cobalt compounds. In : Z. für ang. Phys. nr. 2, 1969, p. 157—160.

[13] *Das Dilip, K.* Twenty million energy product samarium-cobalt permanent magnet products. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 3, 1969, p. 214—216.

[14] *Das Dilip, K.* Influence of sintering temperature on magnetic properties of samarium-cobalt magnets. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 3, 1971, p. 432—435.

[15] *Benz, M. G.* și *Martin, D. L.* Mechanism of sintering cobalt-rare-earth permanent magnets. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, J. app. Phys. vol. 43, nr. 7, 1972, p. 3 165—3 170.

[16] *Becker, J. J.* Rare-earth compound magnets. In : J. app. Phys. nr. 3, p. 1 055 —1 064.

[17] *Martin, D. L.* și *Benz. M. G.* Magnetic properties of cobalt,rare-earth magnets for microwave applications. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 2, 1971, p. 291—294.

[18] *Benz, M. G.* și *Martin, D. L.* Cobalt-samarium permanent magnets prepared by liquid phase sintering. In : App. Phys. Lett, 1970, p. 176—177.

[19] *Martin, D. L.* și *Benz. M. G.* Cobalt-mischmetal-samarium permanent magnet alloys. Process and preparation. In : J. app. Phys. nr. 12, 1971, p. 2 786—2 789.

[20] *Cech, R. E.* ș.a. A 25 million Gaus-Oersted permanent magnet. In : Lucrarea prezentată la a 17-a Conferință de magnetism., Chicago, noiembrie, 1971.

[21] *Johnson, R. E.* și *Fellows, C. J.* Preparation of rare-earth permanent magnets by simplified technique. In : Cobalt, nr. 53, 1971, p. 191—197.

[22] *Gessinger, Gernot* ș.a. On the sintering mechanism of SmCO powders. In : I.E.E.E. Trans. Magnetics, nr. 3, 1972, p. 557—559.

[23] *Strnat, K. J.* ș.a. Liquid-phase sintering of $PrCO_5$-magnets with a Sm-Co additive. In : Proc. of the 9-th Rare-Earth Research Conference, Virginia Polytech. Inst. 1971, p. 252—261.

[24] *Martin, D. L.* Patent SUA 3 682 714, 8 august. 1972,

[25] *Benz, M. G.* și *Martin, D. L.* Patent SUA, 3.684.593, 15 august, 1972.

[26] *Schaller, H. J.* ș.a. Magnetic characteristics of some binary and ternary 2—17 compounds. In : J. app. Phys, nr. 7, 1973, p. 3 161—3 164.

[27] *Ratnam, D. V.* și *Wells, M.G.H.* Properties of mischmetall-cobalt magnets. Lucrare prezentată la Conferința de magnetism și materiale magnetice, la Boston, noiembrie, 1973.

[28] *Cedighian, S.* Die magnetischen Werkstoffe. Düsseldorf, VDI-Verlag, G.m.b.H., 1973.

Intrat în redacție la 26.II.1974

Tipuri noi de electrozi de gaz din cărbune pentru pile cu combustibil de mare eficacitate

OCTAVIAN RADOVICI, MARIA MAVRODIN-TĂRĂBÎC, IOANA ONACA și ION SOLACOLU* — București

CZ 621.35.035 :541.139

Electrozii de gaz din cărbune, al cărui preț de cost este convenabil, se caracterizează prin performanțe ridicate, prin durată mare de funcționare și prin simplitate de lucru în condiții variate [1—4]. Aceștia sînt folosiți încă din secolul trecut; primii electrozi cu performanțe acceptabile au fost realizați de Schmidt [5], iar o bibliografie completă în acest domeniu se găsește în lucrările lui Baur și Tobler [6] și Drotschmann [7]. Studiile asupra electrozilor de gaz din cărbune s-au dezvoltat după 1940 [8—9], iar primii electrozi cu performanțe ridicate au fost obținuți după anul 1955, cînd a fost pusă la punct tehnologia de realizare a electrozilor cu zonă de reacție controlată [10—11].

1. Activarea catalitică a electrozilor din cărbune

Pentru activarea reacției de electrooxidare a hidrogenului, pe electrozi din cărbune, se utilizează cantități reduse de metale platinice

* Dr. ing. *Octavian Radovici*, dr. ing. *Maria Mavrodin—Tărăbîc*, chimist *Ioana Onaca* și dr. ing. *Ion Solacolu* sînt cercetători principali la Centrul de chimie fizică din București.

(platină, paladiu, rodiu) [12—13], sau de metale de tranziție [14]. Informații detaliate în privința metodelor de activare (chimică, electrochimică etc.) se găsesc în literatura de patente [15—16]. Mecanismul reacției de oxidare a hidrogenului nu este perfect lămurit și nici nu a fost stabilit rolul metalului și al cărbunelui în desfășurarea reacției [17]. Se consideră că mecanismul de oxidare a hidrogenului constă în adsorbția disociativă a acestuia pe suprafața catalizatorului, urmată de ionizarea hidrogenului (în mediu acid) sau de reacția atomilor adsorbiți cu ionii oxidril (în mediu alcalin).

Electroreducerea oxigenului pe electrozi din cărbune, în mediu alcalin, nu necesită catalizatori pentru activare: cărbunele este capabil să adsoarbă oxigenul, cu formare de cantități mici de oxizi de grafit. Pentru desfășurarea mecanismului de reacție s-au propus următoarele două posibilități: o adsorbție disociativă cu formarea de straturi de oxigen intercalate în rețeaua cărbunelui [18], sau o adsorbție nedisociativă, ruperea legăturii 0—0 avînd loc după formarea unor radicali peroxidici [8], [19]. Se consideră că reacția are loc probabil după cel de-al doilea mecanism, la electrozi formîndu-se apă oxigenată, a cărei descompunere

$$O_2H^- \rightleftharpoons OH^- + \frac{1}{2} O_2,$$

este etapa determinantă de viteză. În aceste condiții, este evident că viteza procesului (și deci polarizarea electrodului din cărbune pentru oxigen) este determinată de viteza de îndepărtare a ionilor peroxidici din zona de reacție. S-a stabilit [20] buna activitate catalitică a cărbunelui în această reacție dar, pentru obținerea unor densități de curent mai mari de 100 mA/cm², catozii trebuie activați cu argint.

2. Influența diferiților parametri asupra performanțelor electrozilor din cărbune

Variația potențialelor electrozilor de gaz din cărbune, în funcție de presiunea parțială a gazului, respectă legea lui Nernst, atît pentru combustibil (hidrogen), cît și pentru comburant (oxigen), în special la densități de curent mici (pînă la cîțiva mA/cm²) și la temperaturi joase (la care presiunea de vapori a electrolitului nu are o valoare apreciabilă). Acest lucru este ilustrat de diagrama din figura 1, în care este prezentată influența presiunii de alimentare cu gaz asupra tensiunii unei pile de tip hidrogen-oxigen (curba A este calculată pe baza legii lui Nernst, iar curba B este determinată în condiții reale de funcționare); din aspectul diagramei rezultă avantajul funcționării pilelor de acest tip la o presiune ridicată.

Performanțele electrozilor din cărbune sînt sensibil influențate de variația concentrației electrolitului: variația potențialului real al electrodului pentru oxigen este mai mică decît cea a electrodului pentru hidrogen, ceea ce înseamnă

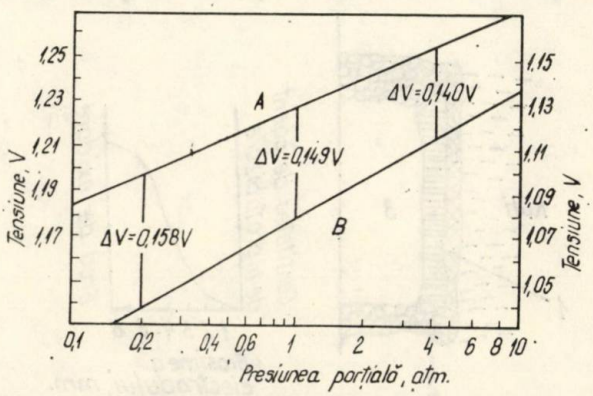


Fig. 1. Variația tensiunii pilei în funcție de presiunea oxigenului:
A — curba teoretică; B — curba reală.

că electrodul de cărbune pentru oxigen se va apropia de condițiile de reversibilitate la concentrații mai mari ale electrolitului. Astfel, pentru o pilă de tip hidrogen-oxigen, tensiunea pilei crește de la 0,97 V, în electrolit KOH 0,1 N, pînă la 1,12 V, în electrolit KOH 15 N.

Temperatura de lucru influențează performanțele pilelor cu electrozi din cărbune, ca urmare a modificării proprietăților catalitice la interfața electrolit-cărbune (unghi de umectare, activitate ionică etc.) și a valorilor presiunii de vapori a electrolitului.

3. Localizarea zonei de reacție

Electrozii de gaz sînt sisteme poroase în care poziția zonei trifazice de reacție (gaz-electrolit-catalizator) este stabilită prin acțiunea simultană a doi factori: presiunea de alimentare a gazului și diametrul porilor (mărimea forței capilare).

Electrozii din cărbune se caracterizează printr-o distribuție neuniformă a dimensiunii porilor [3]. În funcționare, aceasta aduce o serie de dezavantaje, deoarece în același timp vor exista în electrod pori mari prin care gazul va barbota, pori cu dimensiuni medii — activi și pori mici, înecați cu electrolit. Suprafețele active sînt reduse și, pentru evitare pierderilor de gaz, se lucrează la suprapresiuni scăzute, de unde rezultă că performanțele acestor electrozi sînt slabe. În scopul eliminării acestor dezavantaje, s-au încercat o serie de soluții de hidrofobizare, pentru reducerea înecării electrodului. În figura 2 este reprezentat, schematic, un electrod din cărbune cu o grosime de 6 mm, hidrofobizat, după o perioadă de funcționare.

În masa electrodului hidrofobizat există pori mari (1—50 microni), care servesc drept canale

de alimentare cu gaz, precum și pori mici (cu diametrul cuprins între 10^{-1} și 10^{-4} microni), care constituie suprafața catalitic activă. În stratul intermediar „semiumed" catalitic activ are loc reacția electrochimică. După un timp de funcționare, se pot observa în electrod trei zone distincte: zona 1 (spre electrolit) este umectată și prin porii umpluți cu electrolit are loc transportul speciilor ionice, acești pori fiind în același timp o barieră care împiedică scăparea gazului în electrolit; zona 2, care în realitate nu este atît de bine definită ca în figură, este o zonă sinuoasă și semiumedă, situată între zona 1 și zona 3 (complet uscată). Zona 2 nu este în mod necesar stabilă, cu creșterea duratei de funcționare, ea se deplasează spre interiorul corpului electrodului, dacă nu se iau anumite precauțiuni. Hidrofobizarea controlată este una dintre metodele posibile pentru a asigura umectarea cărbunelui în zona 1, pătrunderea electrolitului pe o adîncime limitată în zona 2 și completa hidrofobizare a zonei 3.

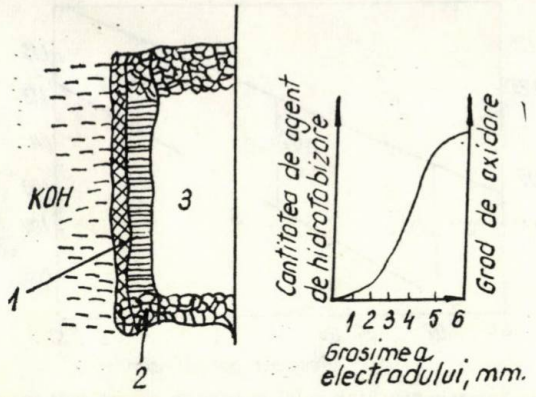


Fig. 2. Localizarea zonei trifazice de reacție într-un electrod de gaz din cărbune, cu grosimea de 6 mm:
1 — strat „udat"; 2 — strat „semiudat"; 3 — strat „uscat".

4. Polarizarea electrozilor din cărbune

În timpul funcționării pilelor se constată căderi de tensiune, ca rezultat al polarizării electrozilor, căderilor ohmice în conductori și electroliți etc. Cauzele și factorii care determină polarizarea electrozilor de gaz au fost analizați într-o publicație anterioară [22].

În cazul electrozilor din cărbune hidrofobizați intervin o serie de polarizări suplimentare, datorate contactului incomplet între electrolit și electrod; în unele cazuri, prezența bulelor de gaz provoacă efecte adiționale și micșorează suprafața de contact dintre electrod și electrolit. Pe de altă parte, grosimea filmului de gaz crește odată cu mărirea densității de curent. Cunoscînd rugozitatea suprafeței și valorile unghiurilor de contact electrolit-electrod și gaz-electrolit, este posibil să se evalueze extinderea și durata unor astfel de condiții de metastabilitate. În figura 3 sînt reprezentate, schematic, diferitele tipuri de polarizare care apar în timpul funcționării unei pile cu electrozi din cărbune [23].

După cum se vede în diagrama din figura 3, cea mai mare cădere de potențial în pilă se datorează polarizării electrozilor, rezistențele de contact fiind reduse.

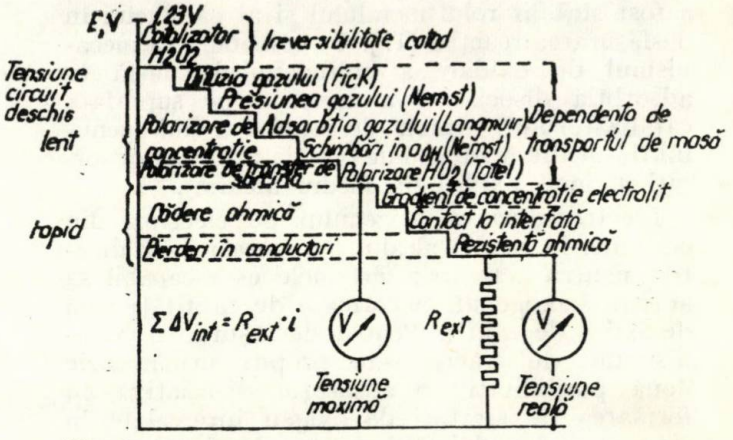


Fig. 3. Reprezentarea schematică a diferitelor tipuri de polarizare, care pot apare în timpul funcționării pilei.

5. Tipuri constructive de pile cu electrozi din cărbune

Pile cu electrozi tubulari

Primele tipuri de pile cu combustibil au fost realizate cu electrozi tubulari din cărbune (fig. 4), cu porozitate 20—30%, obținuți prin extruderea unui amestec de cărbune și liant, urmată de îndepărtarea prin ardere a liantului.

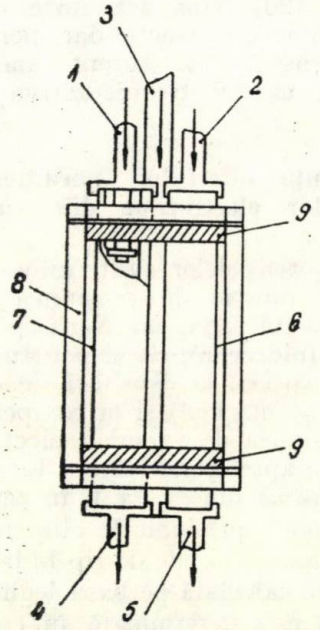


Fig. 4. Reprezentarea schematică a pilei cu electrozi tubulari:
1 — intrare hidrogen; 2 — intrare oxigen; 3 — intrare electrolit; 4 — ieșire hidrogen; 5 — ieșire oxigen; 6 — electrod pentru oxigen; 7 — electrod pentru hidrogen; 8 — electrolit; 9 — garnituri de etanșare.

În acest fel se realizează un sistem poros neomogen, format din aglomerate de cărbune cu pori fini, care se găsesc la distanțe relativ mari unele față de celelalte.

Pentru mărirea suprafeței active, electrozii sînt supuși unui tratament termic în atmosferă de bioxid de carbon, care reacționează cu cărbunele, producînd atacul în profunzime al acestuia și deci, creșterea apreciabilă a suprafeței interne de reacție.

Pentru obținerea de performanțe ridicate, anozii sînt activați prin depunerea (chimică sau electrochimică) a 1—2 mg metal platinic/cm² suprafață, iar catozii sînt activați prin formarea în rețea a unor oxizi de tip spinel care, împreună cu cărbunele, catalizează reacția de descompunere a apei oxigenate, formate la catod în timpul funcționării pilei.

După activare electrozii sînt hidrofobizați, prin imersare în soluție de parafină și uscare.

Electrozii tubulari prezintă dezavantaje în funcționare atunci cînd pila este constituită numai din 2 electrozi, deoarece suprafețele acestora sînt uniform solicitate : pentru îmbunătățirea distribuției curentului s-au construit sisteme de pile cu cel puțin 9 electrozi (4 anozi și 5 catozi, sau invers). Durata de funcționare a pilelor de acest tip este ridicată, astfel unele pile au prezentat după 20 000 de ore o scădere a tensiunii în circuit deschis de la 0,84 V la 0,78 V, la o densitate de curent de 20 mA/cm².

Pile cu electrozi plani

Cu toate îmbunătățirile aduse (performanțe pînă la 50 mA/cm² la 0,8 V), dificultățile întîlnite în exploatarea electrozilor tubulari au determinat orientarea cercetărilor către realizarea de electrozi de formă plană. Acest tip de electrozi se obține prin presarea unui amestec de cărbune și liant organic (cu rol de poroformator) și îndepărtarea acestuia prin încălzire. Tratamentul ulterior (creșterea porozității, a rezistenței mecanice și a conductivității, activarea cu catalizatori) este identic cu cel aplicat electrozilor tubulari.

O metodă de activare deosebit de eficientă, care a permis obținerea unor densități de curent foarte ridicate (de ordinul a cîteva mii de mA/cm²), constă din tratarea unei plăci foarte subțiri de cărbune poros cu o sare a unui metal greu care, prin descompunere termică, formează un catalizator; acesta produce depunerea pirolitică a cărbunelui dintr-un amestec gazos ce conține oxid de carbon sau metan și hidrogen. Un bun catalizator, chiar și în cantități reduse, inițiază depunerea pirolitică a cărbunelui, pe un suport de cărbune poros. După depunerea pirolitică, la suprafața substratului (electrodului) se depune un catalizator pentru electrooxidarea hidrogenului.

Diagrama din figura 5 prezintă curbele de polarizare pentru anod (1) și pentru catod (2), precum și domeniul de „funcționare automată" a pilei, în care bateria realizează automat un echilibru între producerea și îndepărtarea apei.

În tabelul 1 sînt prezentate condițiile de funcționare la care nu se modifică concentrația electrolitului.

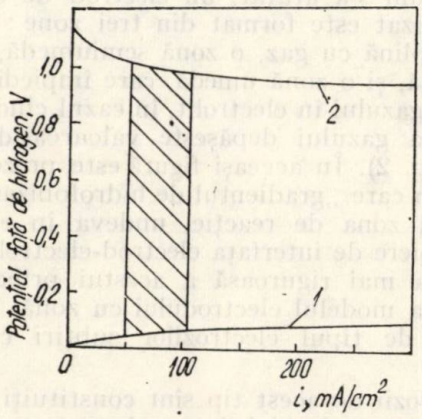


Fig. 5. Domeniul de autoreglare a pilei cu electrozi plani din cărbune, cu grosimea de 6 mm;

1 — electrod pentru hidrogen, 2 — electrod pentru oxigen. Zona haşurată reprezintă domeniul de autoreglare a pilei.

Tabelul 1

Valorile densităților de curent limită la care o pilă cu electrozi din cărbune funcționează în regim de autoreglare

Temperatura condensatorului de apă : 20°
Electolit : KOH 9 N
Debit de gaz : 3 m³/h.m²
Electrozi din cărbune, cu grosimea de 6 mm

Temperatura de lucru, grade	35	50	65	80	100
Densitatea de curent, mA/cm²	10	30	60	100	180

Pentru o mai bună înțelegere a mecanismului. de autoreglare a pilei, vom prezenta un exemplu. Dacă o pilă cu electrolit KOH de concentrație 9 N lucrează la 50° și produce un curent de 60 mA/cm², electrolitul se va dilua pînă la concentrația de 7 N, cînd se atinge un regim de echilibru : în această situație presiunea de vapori a apei este mai ridicată îndepărtîndu-se o cantitate mai mare de apă cu același flux de gaz. Dacă pila lucrează la 65° și produce un curent de 30 mA/cm², electrolitul se va concentra pînă la 11 N, cînd cantitatea de apă îndepărtată va fi în echilibru cu cantitatea de apă formată în pilă. Mărimea domeniului de autoreglare depinde de sistemul constructiv stabilit, de temperatura de lucru și de debitul de gaz, putînd fi modificată prin alegerea unor elemente constructive adecvate.

Din punct de vedere practic, durata de funcționare a pilelor este un factor deosebit de important. Pilele realizate de Union Carbide Corporation cu electrozi plani, cu grosimea de 6 mm,

au atins o durată de funcționare cuprinsă între 3 000 și 4 000 ore, pentru densități de curent de 200 și, respectiv, 100 mA/cm².

Pile cu electrozi subțiri

Așa cum s-a arătat, un electrod de cărbune hidrofobizat este format din trei zone: o zonă uscată, plină cu gaz, o zonă semiumedă, catalitic activă, și o zonă umedă, care împiedică barbotarea gazului în electrolit, în cazul cînd suprapresiunea gazului depășește valoarea de echilibru (fig. 2). În aceeași figură este prezentat și modul în care „gradientul de hidrofobizare" stabilizează zona de reacție, undeva în electrod, în apropiere de interfața electrod-electrolit. Prin aplicarea mai riguroasă a acestui principiu se ajunge la modelul electrodului cu zonă fixă de reacție, de tipul electrozilor subțiri cărbune-metal.

Electrozii de acest tip sînt constituiți dintr-o placă poroasă de nichel (metal suport) puternic hidrofobizat cu teflon; în partea superioară a plăcii este așezat un strat de cărbune inactiv amestecat cu un liant pe bază de polietilenă. Deasupra acestuia se găsește un strat subțire de cărbune activat catalitic, care conține o cantitate redusă de liant. Liantul acționează și ca agent de hidrofobizare, limitînd accesul electrolitului în porii electrodului. În timpul funcționării, acești electrozi sînt semiudați în stratul de cărbune activat și sînt complet uscați (pori liberi de electrolit) în suportul de nichel, care asigură alimentarea cu gaz a zonei active. Rolul nichelului este de a asigura rezistența mecanică și conductibilitatea electrică, iar stratul de cărbune este zona activă din punct de vedere electrochimic. Proprietățile electrodului depind de caracteristicile fiecărui strat în parte.

În figura 6 este prezentată, schematic, tehnologia de obținere a electrozilor subțiri.

O placă poroasă de nichel este pulverizată cu teflon pentru hidrofobizare și, după uscare, este pulverizată cu un amestec de teflon și de cărbune inactiv (strat intermediar) și apoi cu mai multe straturi de polietilenă, cu un conținut din ce în ce mai mare de cărbune activ (primul strat nu conține cărbune activ). Electrodul este apoi presat la temperatura de 130—140°.

Catalizarea cu metale platinice este ultima treaptă a procesului: o cantitate de soluție de sare de metal platinic, corespunzătoare unui consum specific de 1 mg metal/cm², este depusă prin pensulare și, după uscare, electrodul este încălzit la o temperatură mai mare de 100°, la care are loc descompunerea termică a sării metalului platinic respectiv. Datorită caracterului hidrofob al electrodului, catalizatorul este depus numai în straturile exterioare ale acestuia. Avantajul utilizării electrozilor foarte subțiri în pile cu combustibil de temperatură joasă este ilustrat de datele prezentate în tabelul 2, care cuprinde densitățile de putere realizate de o serie de baterii de pile cu combustibil cu diferite tipuri de electrozi din cărbune.

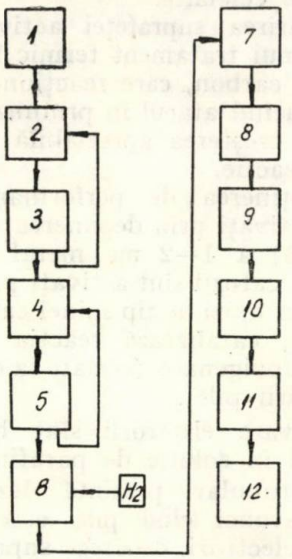


Fig. 6. Reprezentarea schematică a procedeului de obținere a electrozilor subțiri:

1 — strat suport poros din nichel; 2 — stropire teflon; 3 — uscare 100—105°; 4 — stropire cu amestec 50% teflon+50% cărbune; 5—uscare 100—105°; 6—sinterizare în atmosferă de azot la 400°, timp de 3 ore; 7—stropire cu soluție de polietilenă în toluen la 95—100°; 8—uscare la 100—105°; 9 — stropire repetată cu soluție 10% polietilenă+ 90% cărbune activ; 10 —stropire cu soluție 5% polietilenă+95% cărbune activ; 11 — presare la 130—140°; 12—activare cu catalizatori.

Tabelul 2

Densități de putere obținute în pile de combustie cu diferite tipuri de electrozi de cărbune, kg/kW

Densitatea de curent, mA/cm²	50	100	200
Numărul de elementi în baterie	33	35	40
Electrozi plani cu grosimea de 6 mm	90	46	26
Electrozi plani cu grosimea de 3 mm	65	34	19
Electrozi subțiri cu grosimea de 0,6 mm	30	16	9

6. Sisteme de pile cu electrozi din cărbune

Sistemele de producere a energiei electrice, care folosesc pile de temperatură scăzută cu electrozi din cărbune, au fost construite de firma Union Carbide Corp. Sistemele consumă hidrogen și pot utiliza drept comburant oxigen (fig. 7) sau aer (fig. 8).

Ambele sisteme funcționează cu recircularea combustibilului, a comburantului și a electrolitului. Gazele sînt trecute prin instalații exterioare pentru condensarea surplusului de apă formată. Sistemul de pompe și de exhaustoare consumă o parte din energia produsă de pilă, randamentul total realizat în conversia energiei chimice a combustibilului fiind cuprins între 60 și 65%. În cazul utilizării aerului drept comburant (care funcționează și ca agent de răcire pentru electrolit), apar o serie de dificultăți

legate de carbonatarea electrolitului. Studiile au arătat că prezența unei cantități limitate (pînă la 3 moli CO_3^{2-}/l) de carbonat nu micșorează apreciabil performanțele unui electrolit KOH 6—8 N. Utilizarea în pile a electrozilor din cărbune hidrofobizați limitează efectul nedorit al colmatării porilor cu carbonatul de potasiu format: electrozii subțiri (0,6 mm) sînt mult mai puțin afectați de prezența speciei CO_3^{2-}, decît electrozii plani (6 mm).

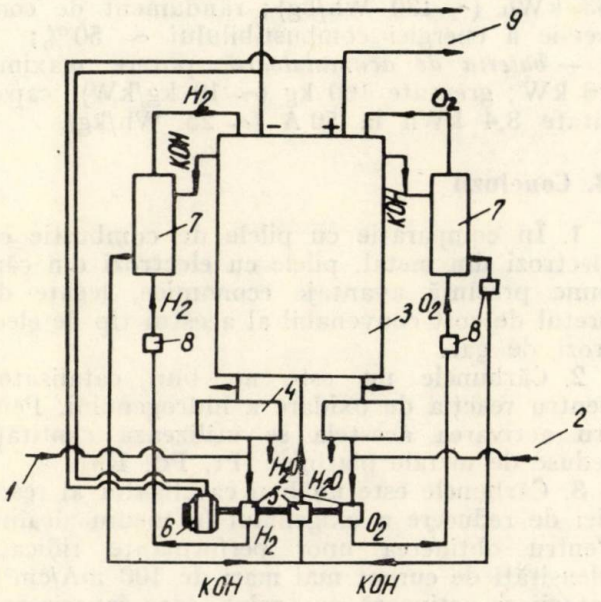


Fig. 7. Reprezentarea schematică a unui sistem de pilă cu electrozi din cărbune, alimentată cu oxigen:

1 — alimentare hidrogen; 2 — alimentare oxigen; 3 — pilă cu combustibil; 4 — condensatori; 5 — pompe; 6 — motor; 7 — schimbătoare de căldură; 8 — dispozitive de control: 9 — putere utilă.

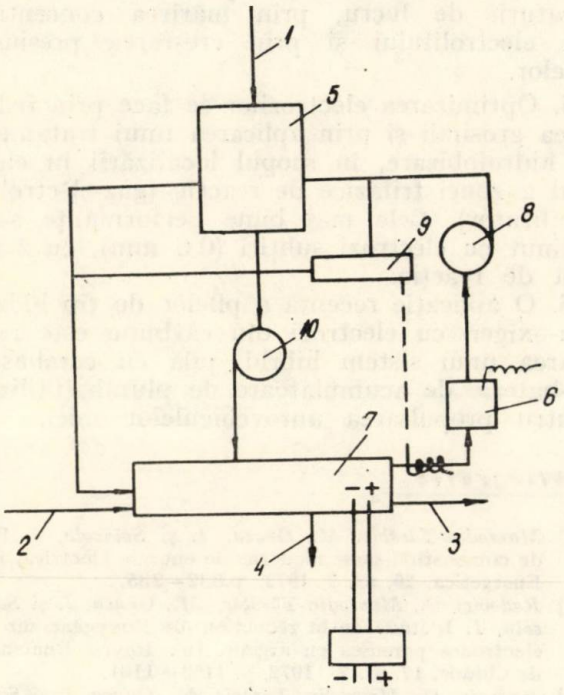


Fig. 8. Sistem de pilă de combustie cu electrozi din cărbune, alimentat cu aer, construit de Union Carbide Corporation:

1 — intrare aer; 2 — intrare hidrogen; 3 — purjare hidrogen; 4 — ieșire aer; 5 — sistem combinat de scrubere pentru bioxid de carbon și de schimbătoare de căldură; 6 — rezervor pentru electrolit; 7 — baterie de pile cu combustibil; 8 — pompă pentru electrolit; 9 — derivații pentru reglarea temperaturii; 10 — suflantă aer.

7. Sistem hibrid pilă cu combustibil — acumulator de plumb pentru propulsarea autoturismelor mici

Într-o lucrare recentă [24], Kordesch prezintă un prototip de automobil electric pentru transportul urban, echipat cu o baterie de pile de tip hidrogen-aer cu electrozi din cărbune pe suport de nichel poros și cu o baterie de acumulatoare de plumb. Datorită prezenței bateriei secundare, acest sistem hibrid elimină, cel puțin parțial, unele dintre inconvenientele cunoscute ale utilizării pilelor cu combustibil ca surse de energie pentru propulsarea autovehiculelor: timpul de intrare în regim, suprasarcini, controlul automat al piederilor de electrolit, supraîncălziri etc. Acest sistem hibrid este prezentat schematic, în figura 9, iar sistemul de pilă utilizat este prezentat în figura 10.

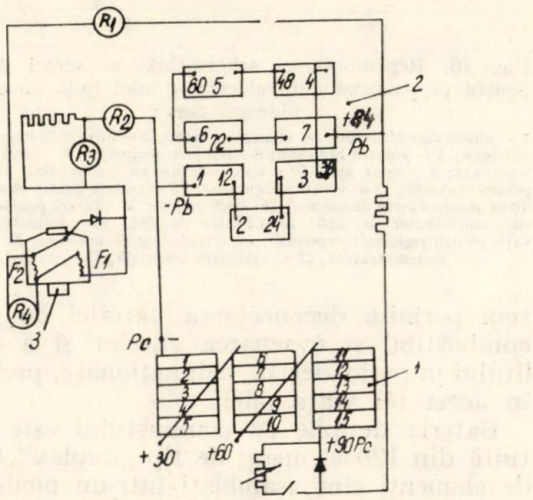


Fig. 9. Schema de principiu a sistemului hibrid, pilă cu combustibil-acumulator de plumb, pentru propulsarea autovehiculelor mici:

1 — baterie de pile cu combustibil: 15 moduli a cîte 78 pile fiecare (120 elemente); 2 — baterie de acumulatoare de plumb: 7 baterii a cîte 6 elemente (42 elemente); 3 — motor — poziții de regim: 0 — $R_{1,2,3,4}$ deschis, 1 — $R_{1,2}$ închis, 2 — $R_{1,2,3}$ închis, 3 — $R_{1,2,3,4}$ închis.

Sistemul este realizat prin conectarea în paralel a unei baterii de acumulatoare de plumb (7 acumulatoare de 12 V legate în serie = 42 elemente) cu o baterie de pile cu combustibil de tip hidrogen-aer, formată din 15 moduli a cîte 8 pile fiecare (120 elemente).

La sarcini scăzute, bateria de pile are o tensiune mai mare decît bateria de acumulatoare, fiind astfel capabilă să producă încărcarea acesteia. Atunci cînd pila cu combustibil nu funcționează (tensiunea sa este mult mai mică decît cea a bateriei de acumulatoare), la electrozii pilei poate avea loc procesul nedorit de

electroliză a apei. În scopul eliminării acestui inconvenient, între pilă și bateria de acumulatoare este intercalat un sistem electronic, prevăzut cu o diodă, care facilitează scurgerea curentului într-un singur sens. Prezența acestui sistem permite deconectarea bateriei de pile cu combustibil și evacuarea gazelor și a electrolitului în perioadele de nefuncționare, prelungind în acest fel viața pilei.

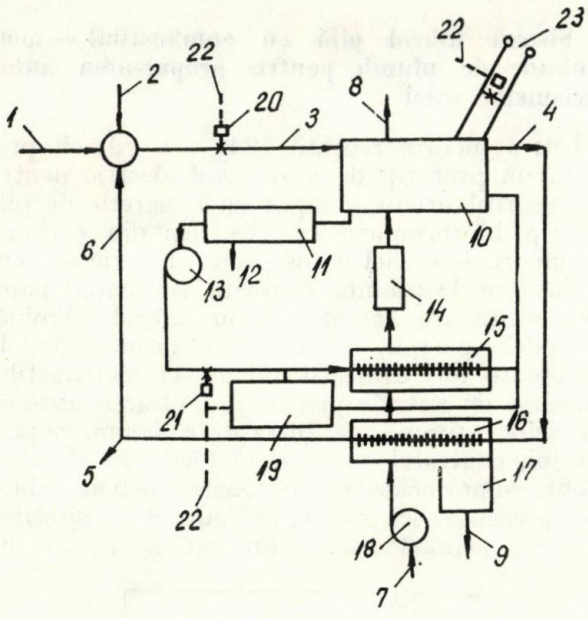


Fig. 10. Reprezentarea schematică a sursei de putere pentru propulsarea autovehiculelor mici (pilă de combustie hidrogen-aer) :

1 — alimentare hidrogen; 2 — alimentare azot; 3 — intrare hidrogen; 4 — ieșire hidrogen; 5 — purjare hidrogen; 6 — hidrogen recirculat; 7 — intrare aer; 8 — ieșire aer; 9 — ieșire apă; 10 — baterie de pile cu combustibil; 11 — rezervor pentru electrolit; 12 — ventil de siguranță; 13 — pompă pentru electrolit; 14 — filtru pentru bioxid de carbon; 15 — schimbător de căldură pentru electrolit; 16 — condensator de apă; 17 — ejector de apă; 18 — suflantă; 19 — derivație pentru reglarea temperturii; 20 — traductor de presiune; 21 — traductor, de temperatură; 22 — tabloul de comandă; 23 — sarcină.

Bateria de pile cu combustubil este constituită din 120 elemenți de tip „duplex", 8 astfel de elemenți sînt asamblați într-un modul, care are o tensiune, în circuit deschis, de 8 V.

Pilele folosesc un amestec combustibil format din hidrogen și azot. Azotul este utilizat pentru a asigura debitul de gaz necesar răcirii pilei și eliminării apei formate, inertul fiind recirculat printr-un schimbător de căldură exterior pilei. Hidrogenul este depozitat în partea superioară a autovehiculului, iar azotul în partea inferioară a acestuia. în stare lichidă, în recipienți din oțel.

Drept comburant sistemul utilizează aer, adus la catod cu ajutorul unei suflante, după ce este trecut printr-un scruber spălător pentru îndepărtarea bioxidului de carbon.

Caracteristicile acumulatorului de plumb (baterie de 12 V) sînt : dimensiunile $26 \times 18 \times 22$ cm, greutatea 22,5 kg, 78 plăci capacitatea 84 A.h.

Caracteristicile energetice ale sistemului hibrid, pilă de combustie-acumulator de plumb, utilizat pentru propulsarea autovehiculelor mici sînt :

— *bateria de pile cu combustibil* : putere 6 kW (la o densitate de curent de 100 mA/cm²) ; greutate 175 kg (~ 29,5 kg/kW) ; capacitate 33 kWh (~ 130 Wh/kg) ; randament de conversie a energiei combustibilului ~ 50%;

— *bateria de acumulatoare* : putere maximă 16 kW ; greutate 160 kg (~ 10 kg/kW) ; capacitate 3,4 kWh la 50 A (~ 25 Wh/kg).

8. Concluzii

1. În comparație cu pilele de combustie cu electrozi din metal, pilele cu electrozi din cărbune prezintă avantaje economice, legate de prețul de cost convenabil al acestui tip de electrozi de gaz.

2. Cărbunele nu este un bun catalizator pentru reacția de oxidare a hidrogenului. Pentru activarea acesteia se utilizează cantități reduse de metale platinice (Pt, Pd, Rh).

3. Cărbunele este un bun catalizator al reacției de reducere a oxigenului în mediu alcalin. Pentru obținerea unor performanțe ridicate (densități de curent mai mari de 100 mA/cm²), catozii se activează cu argint, care favorizează reacția de descompunere a apei oxigenate, formată în porii electrodului, în timpul funcționării.

4. Performanțele pilelor cu electrozi din cărbune pot fi îmbunătățite prin ridicarea temperaturii de lucru, prin mărirea concentrației electrolitului și prin creșterea presiunii gazelor.

5. Optimizarea electrozilor se face prin reducerea grosimii și prin aplicarea unui tratament de hidrofobizare, în scopul localizării în electrod a zonei trifazice de reacție (gaz-electrolit-catalizator). Cele mai bune performanțe s-au obținut cu electrozi subțiri (0,6 mm), cu zonă fixă de reacție.

6. O aplicație recentă a pilelor de tip hidrogen-oxigen cu electrozi din cărbune este realizarea unui sistem hibrid, pilă cu combustibil-baterie de acumulatoare de plumb, utilizat pentru propulsarea autovehiculelor mici.

Bibliografie

[1] *Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu, I.* Pile de combustibil-surse moderne de energie electrică. In : Energetica, **20**, nr. 7, 1972, p.332—335.

[2] *Radovici, O., Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu, I.* L'étude de la réduction de l'oxygène sur les électrodes poreuses en argent. In : Revue Roumaine de Chimie, **17**, nr. 7, 1972, p. 1153—1161.

[3] *Radovici, O., Mavrodin,-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu, I.* Electrozi de gaz pentru pile cu combustibil. In : Studii și cercetări de chimie, Academia R.S.R., **21**, nr. 1, 1973, p. 37—63.

[4] *Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu, I.* Unele aspecte termodinamice ale pilelor cu combutstibil. In : Studii și cercetări de chimie, Academia R.S.R., **21**, nr. 3, 1973, p. 335—360.

[5] *Hoare, J. P.* The oxygen Electrode on Noble Metals. In : Advances in Electrochemistry and Electrochemical Engineering, **6**, nr. 3, 1967, p. 201—288.
[6] *Kordesch, K. V.* Low Temperature Hydrogen-Oxygen Fuel Cells. In : „Fuel Cells", ed. Mitchell. W., Academic Press, New York-London, 1963, p. 329.
[7] *Drotschmann, K.* „Trocken Batterien", Akademische Verlaggeselschaft Becker und Erlen, Leipzig, 1945.
[8] *Hart, A. B.* și *Womack, G. J.* „Fuel Cells. Theory and Application", Chapman and Hall Ltd., London, 1967, p. 111.
[9] *Justi, E.* Seventy Years Fuel Cell Research. In : Brittain Journal of Applied Physics, **14**, nr. 7, 1963, p. 840—853.
[10] *Paxton, R.R.* Porous Carbon Gasdiffusion Electrodes. In : Journal of the Electrochemical Society, **110**, nr. 8, 1963, p. 932—938.
[11] *Drazic, D. M.* și *Adzic, R. R.* Active Carbon, for Fuel Cell Electrodes. In : Electrochimica Acta, **14**, nr. 5, 1969, p. 405—411.
[12] *Marinescu, M.* și *Doboș, S.* Electrozi pentru pile de combustie cu combustibil în soluție. In : Studii și cercetări energetică, electrotehnică, Academia R.S.R., **18**, nr. 2, 1968, p. 461—474.
[13] *Schwabe, K.* și *Wolf, R. R.* Catalytic Effect of Precious Metals on Carbon Electrode During the Electrochemical Oxidation on Hydrogen in Aqueous Solutions. In Energietechnik, **18**, nr. 7, 1968, p. 297—302.
[14] *Jasinski, R.* Nickel Boride Electrocatalysis. In : Revue d'Énergie Primaire, **2**, nr. 2, 1966, p. 38—41.
[15] *Marko, A.* și *Kordesch, K. V.* Porous Electrodes. U.S. Patent 2 669 598, 16 februarie 1954 ; Chemical Abstract, **48**, 1954, 11 224f.
[16] *Clark, B. M.* și *Darland, W. G.* Method of Making Fuel Cell Electrodes. U.S. Patent 3 347 668, 17 octombrie 1967 ; Chemical Abstract, **68**, 1968, 26 353 w.
[17] *Frumkin, A. N.* Advances in Electrochemistry and Electrochemical Engineering, vol. III, ed. P. Delahay, Interscience Publishing Inc., New York, 1963, p. 387.
[18] *Damjanovic, A., Dey, A.* și *Bockris, J.O.M.* Electrode Kinetics of Oxygen Evolution and Dissolution on Rh, Ir, and Pt-Rh Alloy Electrodes. In : The Journal of the Electrochemical Society, **113**, nr. 7, 1966, p. 739—746.
[19] *Drazic, D. M.* și *Adzic, R. R., Despic, R. A.* Obtaining Fuel Cells Electrodes. IV. Powder Electrode Fuel Cell with Lateral Feeding. In : The Journal of the Electrochemical Society, **116**, nr. 6, 1969, p. 885—887.
[20] *Niedrach, L. W.* și *Alford, H. R.* New High Performance Fuel Cell Employing Conducting Porous-Teflon Electrodes and Liquid Electrolytes. In : The Journal of the Electrochemical Society, **112**, nr. 1, 1965, p. 11 — 124.
[21] *Radovici , O., Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu, I.* Influența structurii electrozilor de gaz activați cu argint asupra performanțelor electrochimice ale pilelor cu combustibil și pilelor metal-aer. In : Electrotehnica, **20**, nr. 10, 1972, p. 383—389.
[22] *Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu, I.* Polarizarea electrozilor de gaz și metode electrochimice pentru studiul acesteia. In : Studii și cercetări de chimie, Academia R.S.R., **20**, nr. 11, 1972, p. 1309—1336.
[23] *Kordesch, K. V.* Carbon Fuell Cell Electrodes. In : Proceedings of the Annual Power Sources Conference, **19**, 1965, p. 17.
[24] *Kordesch, K. V.* Hydrogen-Air/Lead Battery Hybrid System for Vehicle propulsion. In : The Journal of the Electrochemical Society, **118**, nr. 5, 1971, p. 812—817.

Intrat în redacție la 19.VI. 1974

Efectul concentrației electrolitului asupra polarizării și a performanțelor unei pile de combustie hidrogen-oxigen

MARIA MAVRODIN-TĂRĂBÎC, IOANA ONACA, ION SOLACOLU* — București

CZ 541.136 :541.135.6

În lucrări anterioare, s-a stabilit că acidul oxalic este un bun poroformator pentru realizarea de electrozi de gaz din nichel cu performanțe superioare și regimul optim de sinterizare a unor astfel de electrozi [1]. În vederea obținerii unor asemenea performanțe, literatura de specialitate [3] recomandă realizarea de electrozi cu structură de tip dublu-strat (cu strat barieră), care sînt constituiți din două straturi succesive cu porozități diferite : în partea alimentată cu gaz, un strat cu structură de tip DSK („Doppel Skelet Katalyst"), caracterizat prin existența unor pori cu diametre mari (în care se stabilește zona trifazică de reacție gaz-electrolit-catalizator) și a unor pori cu diametre mici (cu rolul de a alimenta zona de reacție cu electrolit), iar în partea dinspre electrolit, un „strat barieră", caracterizat prin pori cu diametru mic. Rolul acestui strat barieră este de a împiedica barbotarea gazului (cu care este alimentat electrodul) în electrolit, de a fixa poziția zonei trifazice de reacție, în raport cu fețele electrodului și de a permite o bună alimentare a zonei de reacție cu electrolit prin capilaritate. În acest fel, performanțele electrozilor de gaz sînt substanțial ameliorate, polarizarea totală a electrodului fiind mult redusă.

Într-o lucrare anterioară am studiat efectul parametrilor de realizare (presiunea de comprimare și temperatura de sinterizare) asupra polarizării, în reacția de oxidare a hidrogenului, a unor electrozi de gaz din nichel cu structură de tip dublu strat și s-a stabilit regimul optim de obținere a acestora : presare al 4, 6.10^7 N/m² și sinterizare la 700°C.

În lucrarea de față ne-am propus să stabilim efectul concentrației electrolitului asupra pola-

* Dr. ing. *Maria Mavrodin-Tărăbîc, Ioana Onaca* și dr. ing. *I. Solacolu* sînt cercetători la Centrul de chimie fizică-București.

rizării anodului din nichel și a performanțelor realizate de o pilă de combustie hidrogen-oxigen cu anod din nichel și catod din argint.

1. Partea experimentală

Realizarea electrozilor. Electrozii din nichel, cu structură de tip dublu strat, au fost obținuți prin presarea în matrițe de oțel, la $4{,}6.10^7$ N/m², a două straturi succesive cu compoziția: *stratul A* — 25% pulbere de nichel (de exemplu nichel carbonil cu dimensiunea particulelor mai mici de 3 microni), 50% carbonat de nichel, cu dimensiunea particulelor mai mică de 5 microni și 25% acid oxalic, cu dimensiunea particulelor 40—60 microni și *stratul B* — 50% pulbere de nichel ca, de exemplu, nichel carbonil și 50% carbonat de nichel (stratul B este stratul barieră). Pastilele astfel obținute au fost sinterizate în atmosferă de hidrogen, timp de 30 de minute la temperatura de 700°C. Electrozii obținuți, de formă cilindrică, au avut diametrul de 10 mm și grosimea de 3 mm.

Determinări de structură și porozitate. Gradul de sinterizare a electrozilor și uniformitatea repartiției porilor au fost apreciate microscopic; în acest scop, s-a folosit un microscop metalografic tip MIM-7. Microfotografiile (500X) din figura 1 ilustrează aspectul stratelor A(a) și B(b) ale electrozilor.

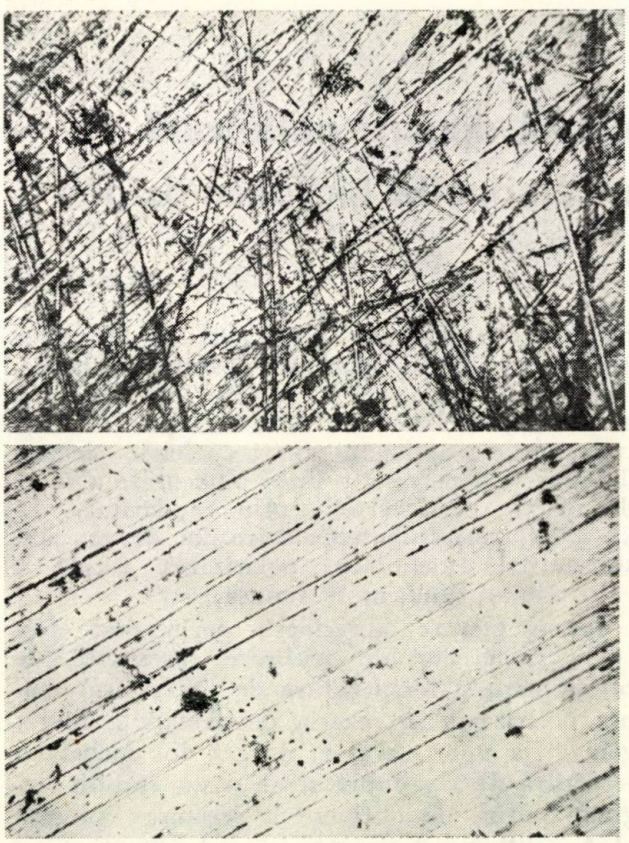


Fig. 1. Structura electrozilor de gaz din nichel de tip dublu strat:
a — strat A; *b* — strat B.

Din examinarea comparativă a celor două microfotografii prezentate, ies în evidență particularitățile structurale ale celor două straturi ale electrozilor: stratul B este comparativ mai sinterizat și are numai pori cu diametru mic.

Porozitatea totală a electrozilor a fost determinată prin cîntărire, înainte și după impregnare cu toluen. Valoarea medie calculată a fost de 48,4 %.

Măsurători de polarizare. Studiul eficienței electrozilor de gaz din nichel în reacția de oxidare a hidrogenului, la diferite suprapresiuni ale gazului (100 și 200 mm Hg) și la diferite concentrații ale electrolitului (KOH) în domeniul 4—9N, a fost efectuat prin tehnică potențiostatică, cu ajutorul unui montaj descris într-o publicație anterioară [3]. Temperatura electrolitului, 25°C.

Realizarea pilei hidrogen-oxigen. S-a realizat în laborator o pilă de tipul:

$$(-)\ H_2(Ni)/KOH/(Ag)\ O_2(+).$$

Anodul — electrod de gaz din nichel cu structură de tip dublu strat (descris anterior), alimentat cu hidrogen la o suprapresiune de 200 mm Hg. *Catodul* — electrod de gaz din argint, obținut prin presarea la $2{,}8.10^7$ N/m² a unui amestec de pulberi cu compoziția: 81,25% carbonat de argint, cu dimensiunea particulelor sub 5 microni și 18,75% bicarbonat de amoniu, cu dimensiunea particulelor de 40—60 microni și sinterizarea pastilelor obținute în atmosferă de hidrogen, timp de 15 minute la temperatura de 375°C. Porozitatea totală este de 43,5%. Catodul a fost alimentat cu oxigen la o suprapresiune de 600 mm Hg.

Măsurători electrice. În vederea stabilirii efectului concentrației electrolitului asupra performanțelor pilei de combustie hidrogen-oxigen, s-au trasat curbele de descărcare pe rezistență variabilă E—i, cu ajutorul unui montaj descris anterior [4]. Concentrația electrolitului a fost variată în intervalul a 4—9N. Temperatura, 25°C.

2. Rezultate și comentarii

Efectul concentrației electrolitului asupra polarizării anodului. Din curbele de polarizare η — i, obținute prin tehnică potențiostatică, la diferite concentrații ale electrolitului și suprapresiuni ale hidrogenului, s-au extras valorile supratensiunilor corespunzătoare unor densități de curent de 30, 50, 70, 90 și 120 mA/cm². Cu ajutorul acestor valori s-au reprezentat curbele $\eta = f(c)$ din figura 2 ($\Delta P_{H_2} = 100$ mm Hg) și din figura 3 ($\Delta P_{H_2} = 200$ mm Hg).

Din examinarea curbelor $\eta = f(c)$ din figura 2 se constată că, în cazul alimentării electrodului de gaz, din nichel, cu hidrogen la o supra-

presiune de 100 mm Hg, la densități de curent mici (pînă la 30 mA/cm²) supratensiunile minime corespund concentrației electrolitului 8N. La densități de curent mai mari (70—120 mA/cm²), supratensiunile minime corespund concentrației de 7N.

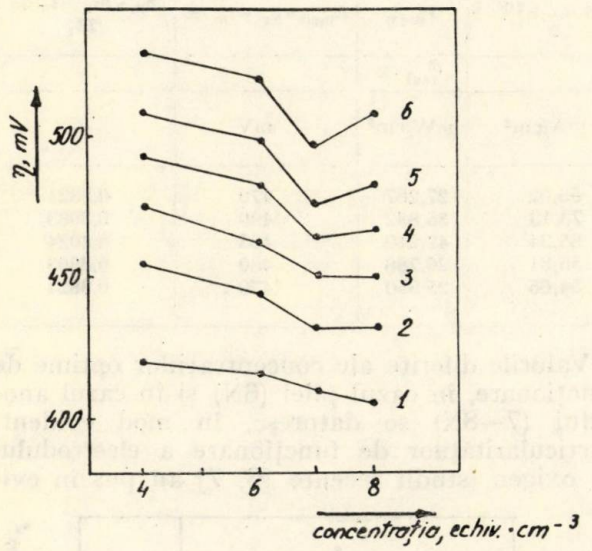


Fig. 2. Efectul concentrației electrolitului asupra polarizării electrodului de gaz din nichel, la diferite valori ale densității de curent :

ΔP_{H_2} = 100 mm *Hg*; 1 — 15 *mA*/cm²; 2 — 30 *mA*/cm²; 3 — 50 *mA*/cm²; 4—70 *mA*/cm²: 5—90 *mA*/cm²; 6—120 *mA*/cm².

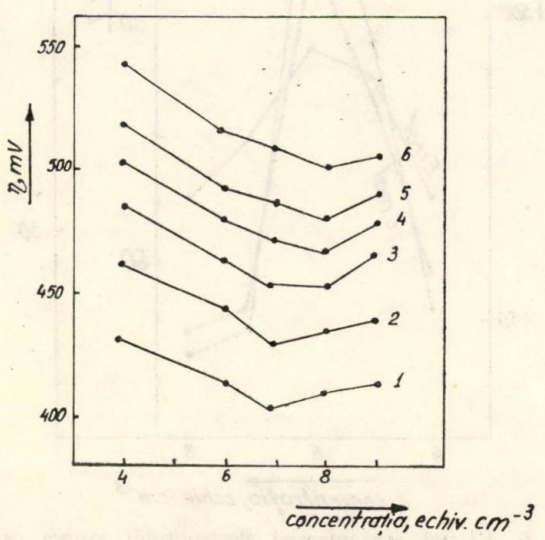


Fig. 3. Efectul concentrației electrolitului asupra polarizării electrodului de gaz din nichel, la diferite valori ale densității de curent :

ΔP_{H_2}=200 mm *Hg*; 1—15 *mA*/cm²; 2—30 *mA*/cm²; 3—50 *mA*/cm²; 4—70 *mA*/cm²; 5—90 *mA*/cm²; 6—120 *mA*/cm².

Comportarea electrodului se explică prin efectul diferit al concentrației electrolitului asupra solubilizării hidrogenului și alimentării zonei de reacție cu specii reactive (OH^-) dinspre electrolit : cu creșterea concentrației solubilitatea gazului scade, în timp ce concentrația de ioni OH^- în zona de reacție crește. În cazul unei suprapresiuni relativ reduse a gazului (100 mm Hg), la densități de curent mai mari de 70 mA/cm², electrozii de gaz din nichel, cu structură de tip dublu strat, studiați, lucrează sub controlul alimentării cu hidrogen : creșterea concentrației electrolitului de la 7N la 8N produce o creștere a polarizării electrozilor datorită alimentării insuficiente a zonei de reacție cu specie reactivă — rezultat al scăderii solubilității hidrogenului în electrolit.

În cazul electrozilor din nichel, alimentați cu hidrogen la o supratensiune de 200 mm Hg, aspectul curbelor este diferit : la densități de curent pînă la 30 mA/cm², supratensiunea electrozilor prezintă un minim corespunzător concentrației de 7N. La densități de curent mai mari (50—120 mA/cm²), optimul de concentrație se deplasează spre valoarea de 8N, ceea ce indică o suficientă alimentare cu hidrogen a zonei de reacție datorită creșterii suprapresiunii de alimentare cu gaz și efectul particularităților stratului barieră : crește ponderea polarizării de difuzie și de rezistență ohmică în polarizarea totală a electrodului de gaz (mărirea concentrației electrolitului duce la scăderea supratensiunii).

Efectul concentrației electrolitului asupra performanțelor unei pile de combustie hidrogen-oxigen. În scopul stabilirii efectului concentrației electrolitului asupra randamentelor de conversie a energiei chimice a combustibilului și a caracteristicilor electrice ale pilei de combustie de tip hidrogen-oxigen cu anod din nichel și catod din argint, s-au trasat curbele de descărcare pe rezistență variabilă E—i, la temperatura de 25°C și la diferite concentrații în domeniul 4—8N (fig. 4).

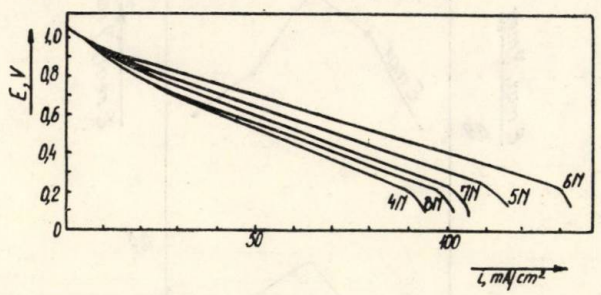


Fig. 4. Curbele de descărcare E-i caracteristice pilei hidrogen-oxigen, la diferite concentrații ale electrolitului. Temperatura, 25°C.

Curbele de descărcare pe rezistență variabilă oferă o imagine asupra fenomenelor care au loc în timpul descărcării pilei, interpretarea acestora (după o metodă propusă de Gilvarry și Slaughter [5]) permițînd calculul caracteristicilor electrice și a randamentelor de conversie realizate (rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 1).

Cu ajutorul datelor din tabelul 1 s-au construit curbele care reprezintă variația cu concentrația electrolitului, la temperatura de 25°C,

Tabelul 1

Caracterisiicile electrice şi randamentele de conversie realizate de o pilă de combustie hidrogen-oxigen cu anod din nichel şi catod din argint, la diferite concentraţii ale electrolitului. Temperatura: 25°C.

Concentraţia electrolitului	Tensiunea electrică totală	Tensiunea electrică ideală	Tensiunea electrică reală	Randamentul electric maxim	Panta zonei curenţilor medii	Densitatea medie de curent	Puterea electrică maximă	Tensiunea electrică medie	Randamentul de conversie mediu
	E_t	E_i	E_r	ε_{max}	R	$i_{med} = \frac{1}{2} E_i^2/E_t \cdot R$	P_{max}	$E_{med} = E_r - i_m \cdot R$	$\eta_m = (E_i - E_r)/2E_t$
	$\Delta H/zF$	—	—	$(E_i - E_r)/E_i$	—	—	$i^2_{real} \cdot R$	—	—
echiv. cm^{-3}	mV	mV	mV	—	ohm	mA/cm^2	mW/cm^2	mV	—
4	1 230	1 045	940	0,8995	8,1	58,02	27,267	470	0,3821
5	1 230	1 045	980	0,9378	6,7	73,13	35,832	490	0,3983
6	1 230	1 040	990	0,9519	5,8	85,34	42,240	495	0,4024
7	1 230	1 040	960	0,9231	8,6	55,81	26,788	480	0,3903
8	1 230	1 035	940	0,9082	8,6	54,65	25,850	470	0,3821

a randamentului electric maxim (ε_{max}) şi a randamentului maxim de conversie a energiei chimice a combustibilului (η_{max}), caracteristicile de funcţionare în condiţiile debitării unei puteri maxime în circuitul exterior — randamentul electric (ε_{real}), randamentul de conversie a energiei (η_{real}), densitatea de curent (i_{real}), tensiunea electrică (E_{max}) şi densitatea de putere (P_{max}). Curbele care caracterizează variaţia acestor caracteristici, în funcţie de concentraţia electrolitului, sînt prezentate în figurile 5 şi 6.

Din examinarea curbelor din figurile 5 şi 6 rezultă că pila de combustie hidrogen-oxigen, realizată de autori, cu anod din nichel şi catod din argint, funcţionează optim la o concentraţie a electrolitului de 6N.

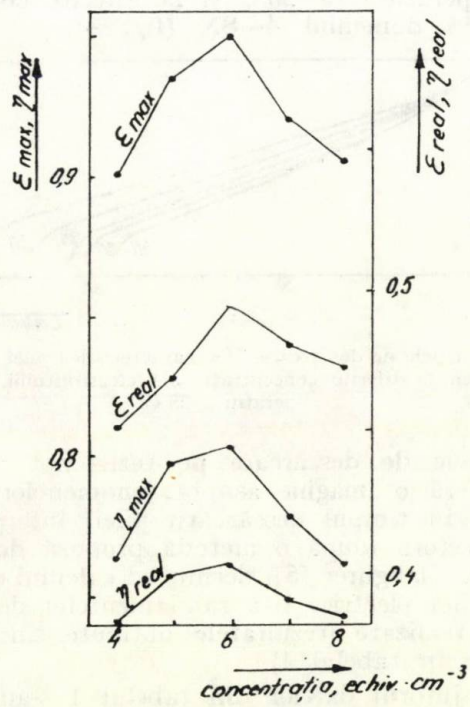


Fig. 5. Efectul concentraţiei electrolitului asupra randamentelor de conversie realizate de pila hidrogen-oxigen.

Valorile diferite ale concentraţiilor optime de funcţionare, în cazul pilei (6N) şi în cazul anodului (7—8N) se datoresc, în mod evident, particularităţilor de funcţionare a electrodului de oxigen (studii recente [6, 7] au pus în evi-

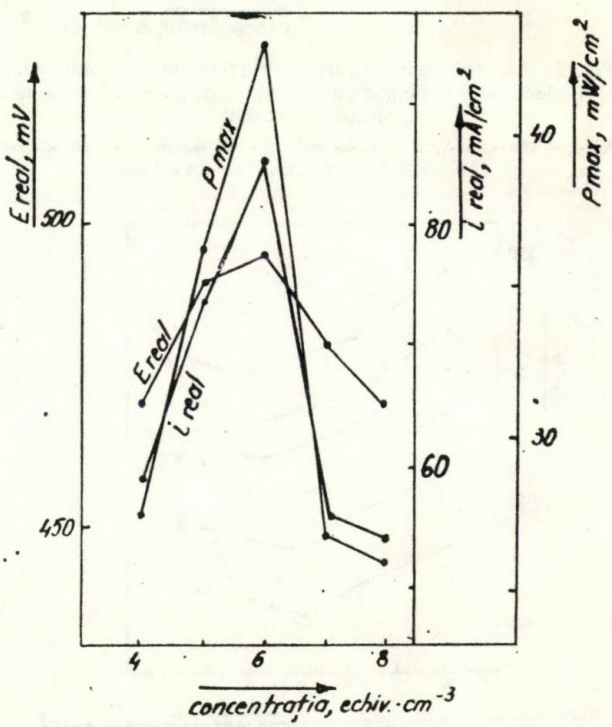


Fig. 6. Efectul concentraţiei electrolitului asupra caracteristicilor electrice ale pilei hidrogen-oxigen, în condiţiile debitării unei puteri maxime în circuitul exterior.

denţă minime pronunţate ale supratensiunii electrozilor de cărbune, alimentaţi cu oxigen la o concentraţie de 6N).

Studiul privind influenţa concentraţiei electrolitului (KOH) asupra polarizării electrodului din nichel cu structură de tip dublu strat în reacţia de oxidare a hidrogenului şi asupra performanţelor unei pile de combustie hidrogen

oxigen cu anod din nichel și catod din argint efectuat de autori a arătat că, la temperatura obișnuită, electrodul (anodul) funcționează în condiții optime cînd concentrația este de 7—8N, în timp ce pila realizează performanțe maxime la o concentrație de 6N.

Bibliografie

[1] *Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu. I.* L'étude de la réaction de l'hydrogène sur les électrodes poreuses en nickel. In: Revue Roumaine de Chimie, **18**, nr. 7, 1973, p. 1121.

[2] *Justi, F.* și *Winsel, A.* Kalteverbrennung, Wiesbaden, Steiner Verlag, 1962.

[3] *Radovici, O., Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu, I.* Electrozi de gaz activați cu argint pentru pile cu combustibil și pile metal-aer. In: Electrotehnica, **20**, nr. 10, 1972, p. 391.

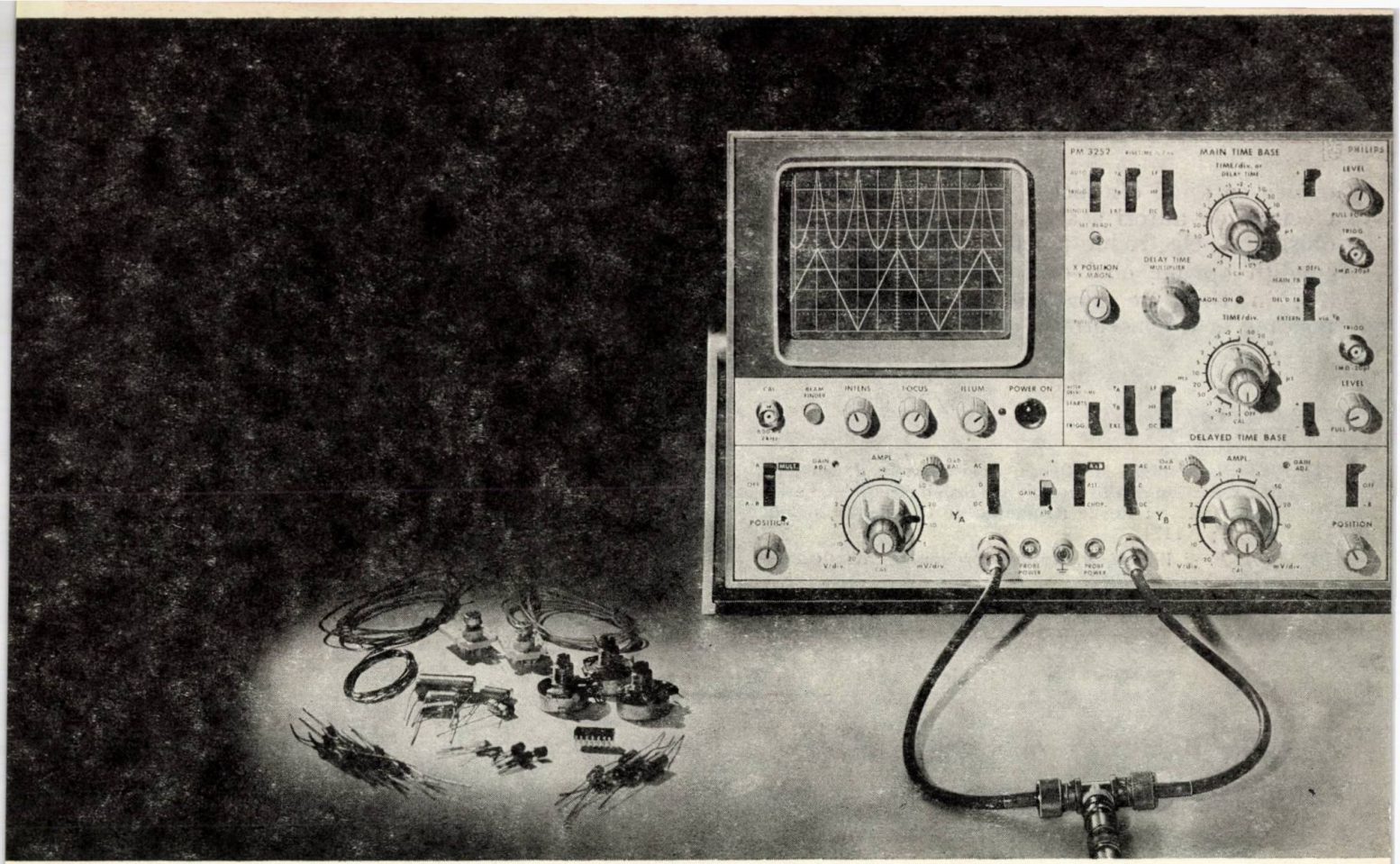
[4] *Radovici, O., Mavrodin-Tărăbîc, M., Onaca, I.* și *Solacolu, I.* Contributions à l'étude de la source chimique de courant Zn/MeOH/O_2. In: Revue Roumaine de Chimie, **18**, nr. **5**, 1973, p. 767.

[5] *Gilvarry, J. J.* și *Slaughter, J.* Equivalent Circuits and Efficiencies in Fuel Cells. In: Electrochimica Acta, **8**, nr. **6**, 1963, p. 711.

[6] *Marinescu, M. Doboc, S.* și *Minea, I.* Procese de reducere catalitică a oxigenului în pile de combustie pe suport de cărbuni special tratați. In: Studii și cercetări de energetică electrotehnică, **19**, nr. **2**, 1969, p. 427.

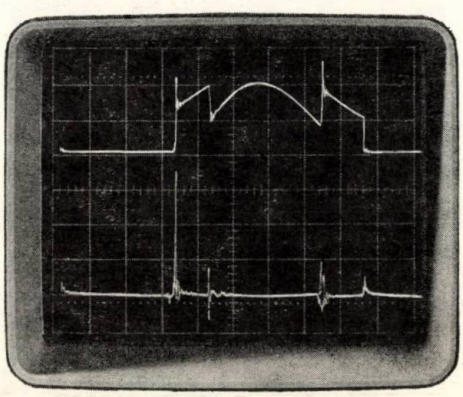
[7] *Lucesoli, D. B.* Contribution à l'étude et à mise au point d'électrodes pour piles hydrogène-air. Teză de dizertație. Université, Paris, 1971, p. 71.

Intrat în redacție la 28.XII.1973



O altă metodă de multiplicare. Directă

Inainte, studierea puterii în regim tranzistoriu lăsa puţin de dorit. Blocurile de înmulţire aveau banda limitată la cîţiva MHz. A le face să lucreze aşa cum doriţi, înseamnă ceva timp şi bani.
Acum există altă cale. Direct, cu osciloscopul multiplicator Philips PM 3252, la un preţ mult mai scăzut decît al celeilalte metode, se obţine o bandă şi o stabilitate mai bună.
Banda de 40 MHz a osciloscopului PM 3252 vă permite să vizualizaţi impulsuri de cîteva nanosecunde (datorită circuitelor integrate noi, monolitice). Si aceasta la puteri mergînd de la microwaţi la megawaţi.
Tot ce aveţi de făcut este să conectaţi sondele la cele două intrări.



O aplicaţie practică a osciloscopului Philips PM 3252: Vizualizare directă a puterii disipate de un tranzistor aplicînd pe intrările osciloscopului tensiunea de colector şi curentul de colector.
Vizualizarea simultană a unuia din semnalele de intrare (sus) arată că maximumul disipaţiei are loc la trecerea de la modul de lucru în curent la modul de lucru în tensiune.

Mai mult, cu acest aparat unic se pot vizualiza diferenţele de fază dintre cele două semnale de intrare; cu mare precizie şi pe o bandă largă.
Măsurătorile de fază pot fi făcute dinamic, astfel încît puteţi sesiza de asemenea variaţii de fază periodice.
Acestea sînt numai cîteva dintre aplicaţiile posibile ale acestui aparat, întotdeauna salvatoare pentru munca dvs.
Cereţi furnizorului dvs. de la Philips o demonstraţie a funcţionării osciloscopului multiplicator PM 3252 sau scrieţi-ne pentru mai multe detalii.
Departamentul PIT Export — N.V. Philips Gloeilampenfabriken — TQ 111-2 Eindhoven Olanda.

PHILIPS

PHILIPS

ÎNTREPRINDEREA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ ȘI INDUSTRIALE

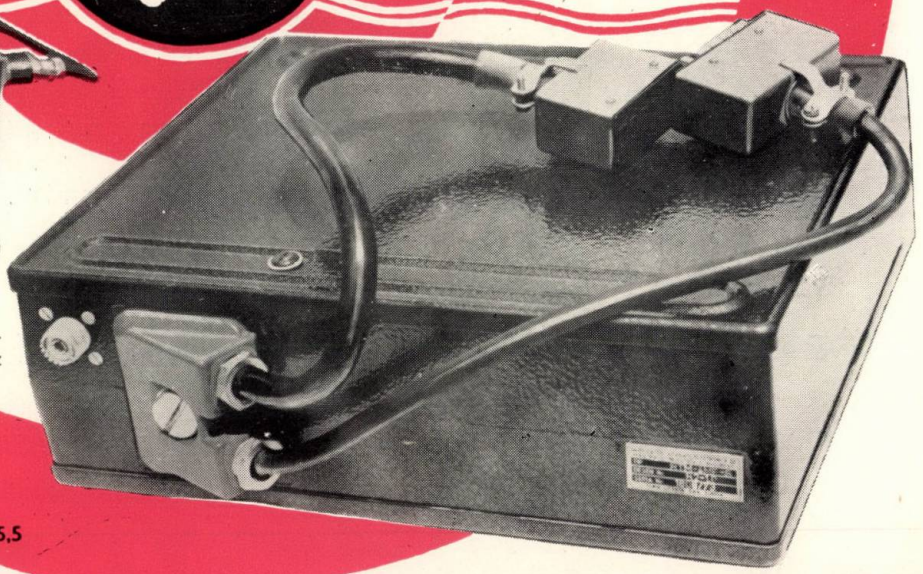
București, Șoseaua Fabrica de Glucoză nr. 9—11, Sector 2

IEMI

Radiotelefon fix RTF-MF-S(SD)

Radiotelefon portabil RTP-MF-S(SD)

Radiotelefon mobil RTM-MF-S(SD)



Aparate de radio emisie/recepție complet tranzistorizate, banda de lucru : 30 . . . 174 MHz lucrează în simplex sau semiduplex cu MF consum scăzut de energie

Radiotelefon cu B.L.U
- complet tranzistorizat
- asigură legături radio în gama 1,6 . . 5,5 MHz cu mod de lucru A3J – simplex

I.E M I mai produce :
- Exterfon R-6902
- Amplificator A.F 40 W
- Amplificator A.F 250 W
- Amplificator A.F 500 W
- Elemente de antenă colectivă

IIRUC

OFFERS
SERVICE FOR COMPUTING AND
COPYING EQUIPMENTS

— installations, revisions, receptions, repairs at the customer's premises
— repairs in the workshops at IIRUC's premises
— customers operators training
— programming and economic organising works, based on data processing
— undertaking the obligations of the computing suppliers, during the guarantee perioc
— expertizes, technical assistance and demonstrations of the equipment, on the occasion of exhibitions and international fairs
— administration and handling of spare parts and consumables stocks on consignment
— SERVICE agencies, cooperation

FIELD OF ACTIVITY

— Desk machines with programm and without programm
— Accounting and billing machines
— Data processing equipment
— Systems
— Copying equipment
— The promptitude and the quality of SERVICE carried out by IIRUC is ensured through the network of over 50 branches organised in Romania, coordinated by the Central o IIRUC from Bucharest

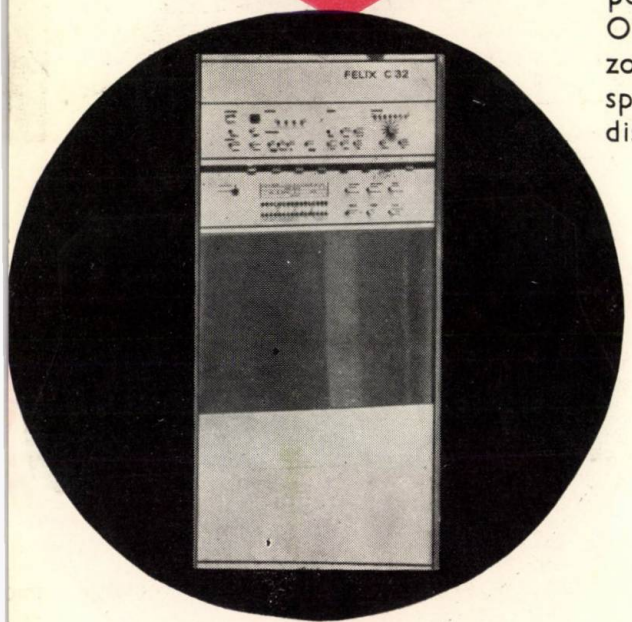
IIRUC SERVICE

THE ENTERPRISE OF MAINTAINING AND REPAIRING COMPUTING EQUIPMENT
PROF. DIMITRIE POMPEI BD., 6 SECTOR 2—BUCHAREST
TLPH. 12.64.30 TX SERVICE IIRUC—11716

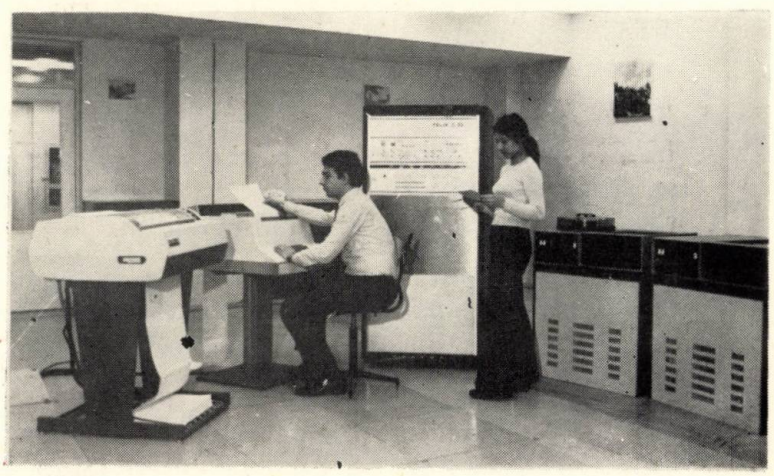
INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI PENTRU TEHNICA DE CALCUL

București, Sector 2, Calea Floreasca nr. 167, telefon 118220

vă pune la dispoziție soluțiile optime pentru rezolvarea problemelor de calcul. Orice dificultate întîmpinată poate fi rezolvată rapid, precis și sigur cu ajutorul specialiștilor și tehnicii de calcul de care dispunem.



Vă ajută la organizarea și soluționarea operațiunilor complexe de calcul din domeniul conducerii proceselor tehnologice, calculelor tehnico-științifice și al problemelor de gestiune, punîndu-vă la dispoziție rapiditatea în execuție și memoria remarcabilă a calculatorului FELIX C-32, rezultat al cercetărilor și proiectării institutului nostru.



Pentru informații și recomandări, pentru sfaturi și soluții, specialiștii noștri cu experiență pentru hardware și software vă stau la dispoziție.

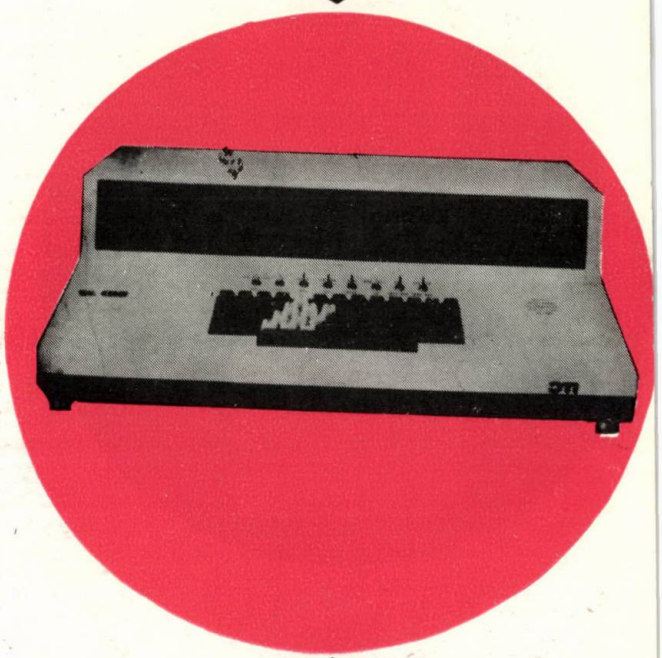
Exportator : ELECTRONUM
Str. Gabriel Péri nr. 2, Sector 1,
București, R. S. România
Tel. : 141880 Telex : 011.547

ELECTRONUM
BUCHAREST - ROMANIA

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI PENTRU TEHNICA DE CALCUL

București, Sector 2, Calea Floreasca nr. 167, telefon 118220

este un institut de cercetare și proiectare în domeniul calculatoarelor electronice. Dispune de un număr mare de specialiști din care o parte însemnată se preocupă de probleme de software.



CERCETARE
- — în domeniul sistemelor de operare
- — în domeniul limbajelor de programare
- — în domeniul aplicațiilor orientate spre rezolvarea unor cerințe concrete ale beneficiarilor.

I.T.C. este interesat în aplicarea celor mai moderne metode apărute în exploatarea sistemelor de operare.

I.T.C. este un partener de colaborare serios care se străduiește să satisfacă solicitările cele mai pretențioase în timpul util și în bune condiții.

I.T.C. a creat sistemul de introducere a datelor SID-32 care va înlocui treptat perfoverificatoarele de cartele și conversia cartelă perforată — bandă magnetică.

I.T.C. vă pune la dispoziție pentru înmagazinarea și depozitarea datelor, pe care le puteți folosi în viitor, modulele de memorie 16 ko.

Pentru informații și recomandări, pentru sfaturi și soluții, specialiștii noștri cu experiență pentru hardware și software vă stau la dispoziție.

ELECTRONUM
BUCHAREST - ROMANIA

Exportator : ELECTRONUM
Str. Gabriel Péri nr. 2, Sector 1,
București, R. S. România
Tel. : 141880 Telex : 011.547

Electro
UZINPROIECT

ELECTROUZINPROIECT elaborează în mod complex studii și proiecte de execuție pentru industria electronică și electrotehnică.

ELECTROUZINPROIECT

INSTITUTUL DE PROIECTĂRI UZINE DIN INDUSTRIA ELECTRONICĂ ȘI ELECTROTEHNICĂ

București — sector 1 — Bd. Kalinin nr. 18, telefon 33.72.42
telex 011532

Livrează:

- studii de oportunitate privind realizarea de fabrici noi și studii de dezvoltare a capacităților existente sau de extindere a gamei sortimentelor în fabricație
- studii de profilare pe grupuri de uzine sau de fabrici.
- documentații de „engineering" la nivel de proiect de execuție, conținînd specialitățile :

— tehnologie, inclusiv proiecte de utilaje speciale, standuri de probă, instalații de manutențiune ;
— instalații electrice, termotehnice, hidrotehnice și speciale ;
— planuri și detalii de montaj al utilajelor ;
— arhitectura și organizarea ansamblurilor industriale ;
— construcții ;
— drumuri și căi ferate uzinale ;

- asistență tehnică pentru analize comparative de oferte ;
- activitate de „consulting" ;
- proiecte de utilaje și instalații specifice în domeniul industriei electronice și electrotehnice, ca : standuri de probe, laboratoare de înaltă tensiune, laboratoare pentru încercări de fiabilitate etc.

Lucrările pe care le elaborează Electrouzinproiect au la bază experiența acumulată în timpul a peste 20 ani de activitate, institutul rezolvînd problemele cu maximum de exigență în condiții tehnice de nivel mondial.

1975 MAR 21

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

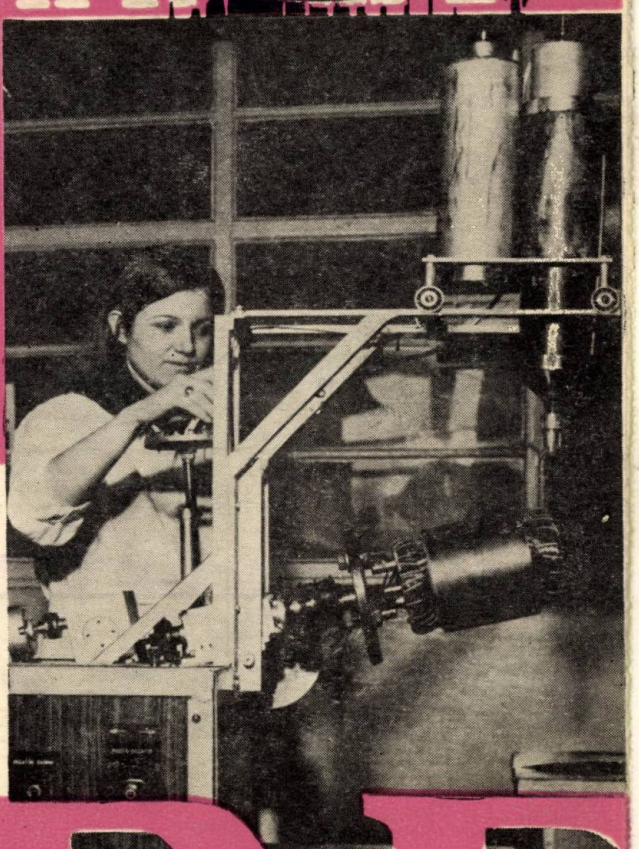
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

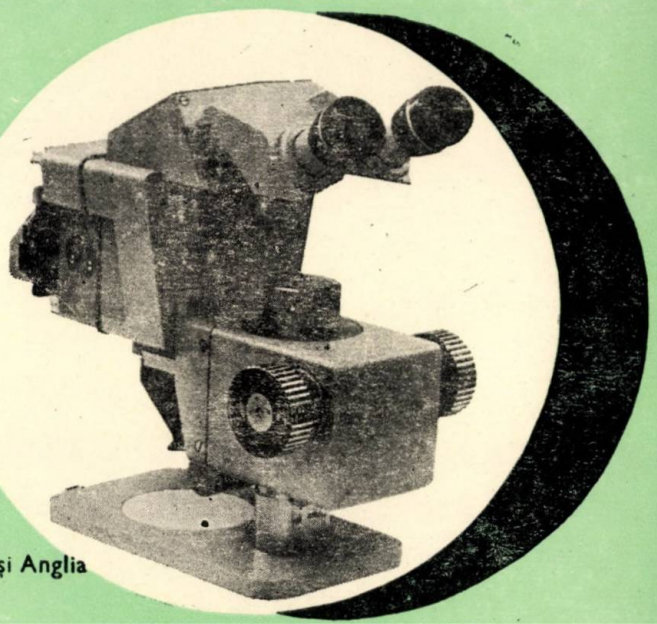
E 2040

Electrotehnica Electronica Automatica

22 11-12

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOL. 18 • Nr. 4 — 5 • NOV — DEC 1974

MICROSCOP STEREOSCOPIC
DE MĂSURAT PRIN COMPARAȚIE



Aparatul este executat după brevet înregistrat în S.U.A. și Anglia

1. Domeniul de utilizare

Microscopul stereoscopic de măsurat prin comparație este un aparat complex ce permite următoarele metode de lucru :

- microscopie stereoscopică obișnuită cu grosismentele : 25 x, 51 x, 100 x;
- determinarea rugozității suprafețelor pentru Ra = 0,8 . . . 100 m prin comparare cu etaloane fizice sau cu fotografii stereoscopice etalon;
- executarea de fotografii stereoscopice prin obținerea simultană a celor două stereopare care constituie direct fotografiile de comparare (film-diapozitiv).

Aparatul dovedește calitățile sale în domeniul construcțiilor de mașini, industriei electronice (de exemplu : la finisarea multor elemente cum ar fi tranzistoarele și alte elemente ale circuitelor), în domeniile orologeriei, metalelor prețioase, lemnului și hîrtiei.

Aparatul poate fi folosit în egală măsură la examinarea pieselor turnate și laminate, a filamentelor lămpilor cu incandescență, în industrile de: lacuri și vopsele, mase plastice, sticlă și ceramică fină, textile, în prelucrarea celulozei și hîrtiei, în medicină, biologie, științele naturii, în general, agricultură, arheologie, în domeniul expertizelor (artă, criminalistică).

2. Caracteristici tehnice

Grosisment total: 25 x, 51 x, 100 x. ● Oculare Kellner: 16 x. ● Obiective acromate: 1,6 x; 3,2 x; 6,3 x ● Înălțimea de lucru sub obiective: 52 mm, 29 mm, 16 mm ● Iluminarea artificială cu lampă montată lateral (15 W/6 V) ● Cursa pe verticală, pe stativ, pentru punerea la punct: 80 mm ● Unghiul de convergență: 12° ● Dimensiunile mesei: 100 × 100 mm ● Capul binocular înclinat la 30° cu distanța interpupilară reglabilă în domeniul a 55 . . . 75 mm ● Gabarit: 300 × 260 mm.

3. Observații

- Lampa poate avea două poziții făcînd posibilă observarea în lumină cu incidență mare (efect de cîmp întunecat) și incidență normală.
- Aparatul poate fi așezat și pe piese mari.
- Modul de lucru al aparatului este simplu : personal fără o calificare înaltă poate lucra cu aparatul, conform instrucțiunilor de folosire, care se livrează odată cu aparatul

întreprinderea optică română

INTRAREA I.O.R. 4 BUCUREȘTI 4 TEL. 21.20.80 TELEX 558 CĂSUȚA POȘT. 4509

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 18 Nr. 4—5 — nov-dec 1974

CUPRINS

CZ 62—523.002

Constantinescu, I. : **Complexitate și diversitate în fabricația de elemente și echipamente electronice de automatizare.**

E.E.A. — **Automatica și Electronica 18,** nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 143

Se descriu cele mai reprezentative elemente și echipamente de automatizare realizate la Intreprinderea de elemente pentru automatizări din București, în cea mai mare parte pe baza cercetărilor efectuate de Institutul de cercetări și proiectări automatizări.

CZ 621.38[.002+.009]

Ceoceonică, V. : **Electrotehnica — factor de modernitate și progres.**

E.E.A. — **Automatica și Electronica 18,** nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 150

Se arată poziția electronicii și caracteristicile sale în ansamblul producției industriale, măsura în care ea este implicată în modernizarea vieții economice, contribuția ei la progresul social.

CZ 621. 3.078 : 62—52.002

Sîrbu, M. : **Realizări deosebite în automatizare. Instalații complexe, grad de tipizare și unificare.**

E.E.A. — **Automatica și Electronica 18,** nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 153

Se prezintă liniile mari ale dezvoltării concepției și realizării de instalații de automatizare în România, la nivelul celor similare din străinătate. Se evidențiază apoi instalații și echipamente de automatizare executate în țară pentru principalele ramuri industriale.

CZ 621.316.71 : 621.3.078 : 621.311

Herșcovici, H., Steiner, M. și *Teodoru Mariana* : **Regulator cu ieșire discontinuă pentru automatizarea grupurilor energetice mari.**

E.E.A. — **Automatica și Electronica 18,** nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 162

Se expun principiul de funcționare, fiabilitatea și rezultatele experimentărilor privind un regulator de tip discontinuu cu caracteristică de reglare PID, pentru satisfacea necesităților tehnice concrete din centralele noastre energetice.

CZ 62—50 : 621.316.7

Cserveny, I. : **Trecerea de la problema lui Aizerman la criteriile frecvențiale de stabilitate pentru sisteme automate neliniare.**

E.E.A. — **Automatica și Electronica 18,** nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 167

Autorul sistematizează prezentarea criteriului lui V.M. Popov în cazul problemei de tip Aizerman.

CZ 681.3.06

Negoiță, N.D. și *Schatz, W.* : **TRACC — program translator între limbajele COBOL IBM—360 și COBOL FELIX C—256.**

E.A.E. — **Automatica și Electronica 18,** nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 171

Se expune modul de utilizare a unui program care translatează programe sursă din COBOL IBM—360 în programe sursă COBOL FELIX C—256. Spre deosebire de alte programe de translatare dintr-o versiune a unui limbaj COBOL într-alta, care nu fac decît o translatare parțială, programul propus operează asupra tuturor diferențelor existente între cele două limbaje.

CZ 621—52 : 681.327

Oltean, I.T. şi *Ciureanu, P.* : **Sisteme de detecţie şi reglare automată a poziţiei buclelor de bandă pentru un derulor de bandă magnetică.**

E.E.A. — **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 176

Prezentarea principalelor metode cunoscute pentru reglarea rezervei de bandă magnetică la dispozitivele deruloare de bandă (ca memorii externe ale calculatoarelor), în scopul asigurării antrenării uniforme a benzii.

CZ 681.327 : 681.3.06

Verzea, Gh.: **Memorie ROM reprogramabilă, cu diode semiconductoare.**

E.E.A. — **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5 nov-dec 1974, p. 184

În articol se face o trecere în revistă succintă a memoriilor folosite pentru microprograme şi se descrie o memorie realizată cu materiale de producţie românească.

CZ 62—52.001 : 681.325.65

Lupu, C. : **Proiectarea automatelor finite în logică ternară.**

E.E.A. — **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 187

În articol se expune un sistem funcţional complet ternar ce este de fapt o generalizare a sistemului funcţional complet binar ŞI-SAU-NU. Folosind circuite care implementează acest sistem, s-a construit un automat finit, demonstrînd astfel posibilitatea folosirii cu uşurinţă a logicii ternare în proiectarea aparaturii numerice.

CZ 681.322 : 621.3.049.75

Lupu, N., Cergan, P., Drăgan, M. şi *Prodan, M.* : **Sumatoare rapide cu transport simultan.**

E.E.A. — **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 196

Se descriu două tipuri de sumatoare binare rapide, sumatorul de tip Kilburn şi sumatorul cu generarea anticipată a transportului, executate cu circuite integrate.

CZ 621.382.3

Ristea Ana şi *Pavlov Silvia* : **Tranzistor cu efect de cîmp cu poartă izolată şi canal p (TEC—MOS/canal p).**

E.E.A. — **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 201

Se analizează caracteristicile tranzistoarelor cu efect de cîmp de tip MOS, cu exemplificări experimentale pe tranzistorul original ROS-01.

CZ 621.318.57 : 621.791.76

Constantin, P. şi *Tebeanu, T.* : **Releu electronic de timp pentru comanda automată a maşinilor de sudat prin rezistenţă (puncte).**

E.E.A. — **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 210

Autorii prezintă schema-bloc a unui dispozitiv electronic pentru comanda automată a maşinilor de sudat prin rezistenţă, sistemul de formare a impulsurilor de comandă, cum şi releul de timp.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEŞTI 214

TEZĂ DE DOCTORAT 218

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 62—532.002

Константинеску, И.: **Сложность и разнообразность в изготовлении электронных элементов и оборудования по автоматизации.**

E.E.A.—**Automatica şi Electronica 18**, №. 4—5, ноз—дек 1974, стр. 143

Описаны самые представительные элементы и оборудования по автоматизации, осуществленные в Предприятии элементов по автоматизации из Бухареста, в большинстве на основании исследований проведенных в Исследовательском и проектном институте по автоматизации.

УДК 621.38[.002+.009]

Чочоникэ, В.: **Электроника — фактор современности и прогресса.**

E.E.A.—**Automatica şi Electronica 18**, №. 4—5, ноз—дек 1974, стр. 150

Описываются положение электроники и её характеристики в совокупности промышленного производства, в какой степени электроника вовлечена в модернизацию экономической деятельности, её вклад в развитии социального прогресса.

УДК 621.3.078:62—52.002

Сырбу, М.: **Особенные осуществления в области автоматизации. Комплексные устройства, степень типизации и унификации.**

E.E.A.—**Automatica şi Electronica 18**, №. 4—5, нов—дек 1974, стр. 153

Представляются главные направления развития и осуществления устройств автоматизации в Румынии, находящиеся на уровне заграничных. Указаны установки и оборудования по автоматизации, разработанные в стране для главных промышленных отраслей.

УДК 621.316.71 : 621.3.078 : 621 311

Хершкович, Х., Штейнер, М. и *Теодору, М.:* **Регулятор с прерывистым выходом для автоматизации крупных энергетических блоков.**

E.E.A.—**Automatica şi Electronica 18**, №. 4—5, нов—дек 1974, стр. 162

Излагаются принцип функционирования, надежность и результаты испытаний относительно типового прерывистого регулятора с характеристиками регулирования PID, для обеспечения технических конкретных потребностей в наших энергоцентралях.

УДК 62—50 : 621.316.7

Червени, И.: **Переход от проблемы Айзермана к критериям устойчивости частоты для автоматизированных нелинейных систем.**

E.E.A—**Automatica şi Electronica 18**, №. 4—5, ноз—дек 1974, стр. 167

Автор систематизирует изложение критерия В. М. Попова в случае проблемы типа Айзермана.

УДК 681.3.06

Негоицэ, Н. Д. и *Шац, В.:* **TRACC — программа переводчик между языками COBOL IBM—360 и COBOL FELIX C—256.**

E.E.A—**Automatica şi Electronica 18**, №. 4—5, нов—дек 1974, стр. 171

Излагается образ использования программы, переводящей программы источника COBOL IBM—360 в программу источника COBOL FELIX C—256. В отличии от других программ перевода с одной версии языка COBOL в другую, то что является частичным переводом, предложенная программа действует на все существующие различия между обоими языкаим

УДК 621–52 : 681.327

Олтян, И. Т. и *Чуряну, П.:* **Системы автоматического детектирования и регулирования положения витков ленты для развёртывания магнитной ленты.**

Е.Е.А. – **Automatica şi Electronica 18,** № 4–5, нов-дек 1974, стр. 176

Представление главных известных методов для регулирования запаса магнитной ленты в устройствах развёртывания ленты (как внешняя память вычислителя), с целью обеспечивания равномерного вовлечения ленты.

УДК 681.327 : 681.3.06

Верзя, Г.: **Память ROM, репрограммирующая, с полупроводниковыми диодами.**

Е.Е.А. – **Automatica şi Electronica 18,** № 4–5, нов-дек 1974, стр. 184

В статье делается краткий обзор памятей, использованных для микропрограмм и описывается память осуществлённая с материалами румынского производства.

УДК 62–52.001 : 681.325.65

Лупу, К.: **Проектирование законченных автоматов тернарной логике.**

Е.Е.А. – **Automatica şi Electronica 18,** № 4–5, нов-дек 1974, стр. 187

В статье представлена комплектная функциональная тернарная система, являющаяся на самом деле обобщением функциональной комплектной бинарной системы И—ИЛИ—НЕТ. Используя цепи исполняющие эту систему, был построен законченный автомат, демонстрируя таким образом возможность удобного использования тернарной логики в проектировании числовой аппаратуры.

УДК 681.322 : 621.3.049.75

Лупу, Н., Черган, П., Дрэган, И. и *Продан, И.:* **Быстродействующие сложители с одновременным транспортом.**

Е.Е.А. – **Automatica şi Electronica 18,** № 4–5, нов-дек 1974, стр. 196

Описаны два типа бинарных быстродействующих сложителей, сложитель типа Килбурн и сложитель с предварительным генерированием транспорта, исполненных с интегирующими цепями.

УДК 631.383.3

Рустя, А. и *Павлов, С.:* **Транзистор с эффектом поля и с изолированными воротами и каналом р (ТЕС—MOS/канал р).**

Е.Е.А. – **Automatica şi Electronica 18,** № 4–5, нов-дек 1974, стр. 201

Анализируются характеристики транзисторов с эффектом поля типа MOS, с опытными примерами на оригинальном транзисторе POS—01.

УДК 621.318.57 : 621.791.76

Константин, П. и *Тебяну, Т.:* **Термическое реле времени для автоматического управления сварочных точечных машин.**

Е.Е.А – **Automatica şi Electronica 18,** № 4–5, нов-дек 1974, стр. 210

Авторы представляют блок-схему электронного оборудования для автоматического управления сварочных точечных машин, систему формирования управляющих импульсов, как и реле времени.

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ 214

ДОКТОРСКИЕ ДИССЕРТАЦИИ 218

INHALTSVERZEICHNIS

DK 62–523.002

Constantinescu, I. : **Komplexität und Vielfältigkeit in der Fertigung von elektronischen Automatisierungs-Elementen und-Ausrüstungen.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov.-dec. 1974, p. 143

Es werden die bedeutendsten Automatisierungs-Elemente und-Ausrüstungen beschrieben, die im Unternehmen für Automatisierungs-elemente Bukarest verwirklicht wurden, zum grössten Teil aufgrund der im Forschungs-und Projektierungsinstitut für Automatisierung durchgeführten Forschungen.

DK 621.38[.002+.009]

Ceoceonică, V. : **Die Elektronik-ein Faktor der Modernisierung und des Fortschritts.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov.-dec. 1974, p. 150

Es wird die Stellung der Elektronik gezeigt, ihre Charakteristiken in der industriellen Fertigung, in welchem Masse sie in die Modernisierung der Wirtschaft eingreift, ihr Beitrag zum sozialen Fortschritt.

DK 621.3.078 : 62–52.002

Sîrbu, M. : **Bedeutende Realisierungen in der Automatisierung. Komplexe Anlagen, Typisierungs-und Unifikationsgrad.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov.-dec. 1974, p. 153

Es werden die Hauptlinien der Entwicklung der Konzeption und der Realisierung von Automatisierungsanlagen in Rumänien dargestellt, auf dem Niveau ähnlicher Anlagen aus dem Ausland. Es werden nachfolgend Automatisierungsanlagen-und-ausrüstungen hervorgehoben, die im Land für die Hauptzweige der Industrie hergestellt werden.

DK 621.316.71 : 621.3.078 : 621.311

Herşcovici, H., Steiner, M. und *Teodoru, M.* : **Regler mit unterbrechendem Ausgang für die Automatisierung der grossen Energie-zentralen.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov.-dec. 1974, p. 162

Die Arbeit behandelt das Arbeitsprinzip, die Betriebsi cherheit und die Ergebnisse der Experimentierungen bezüglich eines Reglers mit Unterbrechung mit einer PID-Regels charakteristik, der den konkreten technischen Anforderungen in unseren Energiezentralen entspricht.

DK 62–50 : 621.316.7

Cserveny, I. : **Übergang von dem Aizerman-Problem zu den Frequenz-kriterien der Stabilität für nichtlineare automatische Systeme.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov.-dec. 1974, p. 167

Der Verfasser systematisiert die Darstellung des Kriteriums von V.M. Popov im Falle des Aizerman-Problems.

DK 681.3.06

Negoiţă, N.D. und *Schatz, W.* : **TRACC – ein Übersetzungsprogramm zwischen den Sprachen COBOL IBM–360 und COBOL FELIX C–256.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica18**, nr. 4–5, nov.-dec. 1974, p. 171

Es wird die Anwendungsart eines Programms beschriben, das COBOL IBM – 360 – Programme in COBOL FELIX C-256-Programme Übersetzt. Zum Unterschied von anderen Übersetzungsprogrammen von einer Art einer COBOL-Sprache in die andere, die nur eine teilweise Übersetzung durchführen, wirkt das vorgeschlagen Programm auf alle existierenden Unterschiede zwischen den beiden Sprachen.

DK 621–52 : 681.327

Oltean, I.T. und *Ciureanu, P.* : **Systeme für automatische Detektion und Regelung der Stellung von Bandschleifen für einen Magnetbandabwickler.**

E.E.A.–**Automatica şi Electronica 18**, 4–5, nov-dec 1974, p. 176

Die Darstellung der hauptsächlichen bekannten Methoden für die Regelung der Magnetbandreserve bei den Bandabwickeleinrichtungen (als äussere Speicher der Rechenanlagen) zwecks gleichmässiger Einführung des Bandes.

DK 681.327 : 681.3.06

Verzea, Gh. : **Reprogrammierbarer ROM-Speicher mit Halbleiterdioden.**

E.E.A.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 184

Die Arbeit enthält eine kurze Beschreibung der für Mikroprogramme angewandten Speicher und die Darstellung eines mit in Rumänien hergestelltem Material realisierten Speichers.

DK 62–52.001 : 681.325.65

Lupu, C. : **Die Projektierung abgeschlossener Automaten in ternärer Logik**

E.E.A.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 187

In der Arbeit wird ein komplett ternäres funktionales System dargestellt, eigentlich eine Verallgemeinerung des komplett binären funktionalen Systems und-oder-nein. Unter Anwendung von Schaltungen die dieses System verwirklichen, wurde ein abgeschlossener Automat gebaut; auf diese Weise wurde die leichte Anwendungsmöglickkeit der ternären Logik bei der Projektierung von numerischen Geräten bewiesen.

DK 681.322 : 621.3.049.75

Lupu, N., Cergan, P., Drăgan, M. und *Prodan, M.* : **Schnelle Summierwerke mit gleichzeitigen Transport.**

E.E.A.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 196

Es werden zwei Typen von schnellen binären Summierwerken beschrieben, das Summierwerk Typ Kilburn und das Summierwerk mit vorhergehender Erzeugung des Transports, die mit integrierten Schaltungen ausgeführt werden.

DK 621.382.3

Ristea, A. und *Pavlov, S.* : **Transistor mit Feldwirkung mit isoliertem Tor und p-Kanal (TEC-MOS/p-Kanal).**

E.A.E.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 201

Es werden die Charakteristiken der Transistoren mit Feldwirkung typ MOS, analysiert, mit experimentellen Beispielen an dem Original-ROS-01-Transistor.

DK 621.318.57 : 621.791.76

Constantin, P. und *Tebeanu, T.* : **Elektronisches Zeitrelais für die automatische Steurung von Punktschweissmaschinen.**

E.A.E.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 210

Die Verfasser beschreiben ein Blockschaltbild einer elektronischen Steuerung der Punkschweissmaschinen, das Bildungssytem der Steuerimpulse, sowie das Zeitrelais.

VERWIRKLICHUNGEN DER RUMÄNISCHEN INDUSTRIE 214

DOKTORARBEIT 218

CONTENTS

DC 62—523.002

Constantinescu, I. : **Complexity and diversity in the fabrication of automation electronic elements and equipments.**

E.A.E. – **Automatica şi electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 143

The most representative automation elements and equipments have been produced in the Plant for Automation Elements Bucharest, mostly on the bases of the researches made at the Research-and Design Automation Institute

---

DC 621.38[.002+.009]

Ceoceonică, V. : **Electronics — a factor of modernity and progress.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 150

The place of Electronics and its characteristics are shown within the framework of the industrial production, the degree in which it is involved in the modernization of the economical life, as well as its contribution to the social progress.

DC 62—52.002

Sîrbu, M. : **Great achievements in automation. Complex installations, the degree of standardization and unification.**

E.A.E. – **Automatica şi electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 153

The great development lines regarding the conception and achievement of the automation installations in Romania are presented, which have the same level of the similar ones from abroad. Remarcable are the automation installations and equipments which are produced in the country for the main industrial branches.

DC 621.316.71*k* 621.3.078 : 621.311

Herşcovici, H., Steiner, M. and *Teodoru Mariana* : **Discontinuous output regulator used for the automation of great power groups.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 162

The functionning principle is presented, its reliability and the results of the experiments regarding a discontinuous regulator type with a regulation characteristic PID, used to satisfy the concrete technical necessities of our power stations.

DC 62—50 : 621.316.7

Cserveny, I. : **Passing from Aizerman's problem to the frequency and stability criteria for the automatic nonlinear systems.**

E.A.E. – **Automatica şi Electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 167

The author systematizes the prezentation of W.M. Popov's criterion in the case of Aizerman's problems.

DC 681.3.0

Negoiţă, N.D. and *Schatz, W.* : **TRACC-language translating program between COBOL IBM-360 and COBOL FELIX C-256.**

E.A.E. – **Automatica şi electronica 18**, nr. 4—5, nov-dec 1974, p. 171

The work presents the way of using a program which translates the COBOL IBM-360 source programs into COBOL FELIX C—256 source programs. Unlike the other translating programs from a COBOL language version into another, which translates only partially, the proposed program operates upon all existent differences between the two languages.

DC 621–52 : 681.327

Oltean, I.T. and *Ciureanu, P.* : **Detection and automatic regulation systems of the tapes loops used with a magnetic tape rewinder.**

E.E.A.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 176

The presentation of the known methods employed for the regulation of the spare magnetic tape at the rewinding-tape devices (as computer external storages), is made in the scope of securing a uniform tape-drive.

DC 681.327; 681.3.06

Verzea, Gh. : **ROM reprogramming memory with semiconductive diodes.**

E.E.A.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 184

The article comprises a brief description of the memories used for microprogrammes and also of a type of memory manufactured by means of Romanian materials.

DC 62–52.001 : 681.325.65

Lupu, C. : **Desing of finite automate in ternary logics.**

E.E.A.–**Automatica şi Electronice 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 187

The article deals with a complete ternary functional system which is in fact a generalization of the binary AND-OR-NO complete functional system. Circuits implementing this system were used in order to built a finite automaton demonstrating the possibility of easily using ternary logics in designing digital apparatus.

DC 681.322 : 621.3.049.75

Lupu, N., Cergan, P., Drăgan, M. and *Prodan, M.*: **Rapid gang punch with simultaneous transport**

E.E.A.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 196

It describes two types of rapid binary gang punches i.e. the Kilburn type and the one with anticipated transport generation with printed circuits.

DC 621.382.3

Ristea Ana, Pavlov Silvia : **Transistor with field-effect and isoled gate with channel.**

E.E.A.–**Automatica şi Electronica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 201

It deals with the characteristics of the transistors with field-effect of the MOS type; tests have been made on the original ROS-01 transistor.

DC 621.318.57*k* 621.791.76

Constantin, P. and *Tebeanu, T.* : **Time electronic relay for automate control for point welding machines.**

E.E.A.–**Automatica şi Electrnoica 18**, nr. 4–5, nov-dec 1974, p. 210

The authors present the block diagram of an electronic installation for automate control of point welding machines as well as the command impulse generating system and the time relay.

ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 214

DOCTOR DEGREE'S THESIS 218

SOMMAIRE

CD 62–523.002

Constantinescu, I. : **Complexité et diversité dans la fabrication des éléments et des équipements électroniques d'automatisation.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18,** no. 4–5, nov-déc 1974, p. 143

On décrit les éléments et les équipements d'automatisation les plus représentatifs, réalisés par l'Entreprise pour éléments d'automatisation de Bucarest, la plupart sur la base des recherches effectuées à l'Institut de recherches et projets d'automatisation.

CD 621.38[.002+.009]

Ceoceonică, V. : **L'électronique — facteur de modernisation et de progrès.**

E.E.A. – **Automatica şi Electonica 18,** no. 4–5, nov.déc 1974, p. 150

On prècise la position de l'électronique et ses caractéristiques dans l'ensemble de la production industrielle, comment elle influe sur la modernisation de la vie économique, ainsi que sa contribution au progrès social.

CD 621.3.078 : 62–52.002

Sîrbu, M. : **Réalisations remarquables dans l'automatisation. Installations complexes, degré de typisation et d'unification.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18,** no. 4–5, nov-déc 1974, p. 153

On présente les traits généraux du développement de la conception et de l'exécution des installations d'automatisation en Roumanie, au niveau des installations analogues réalisées à l'étranger. On met ensuite en évidence les installations et les équipements d'automatisation construits dans le pays pour les principales branches de l'industrie.

CD 621.316.71 : 621.3.078 : 621.311

Herşcovici, H., Steiner, M. et *Teodoru Mariana* : **Contrôleur à sortie discontinue pour l'automatisation des grands groupes énergétiques.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18,** no. 4–5, nov-déc 1974, p. 162

On expose le principe de fonctionnement, la fiabilité et les résultats des essais concernant un contrôleur de type discontinu à caractéristique de réglage PID, qui correspond aux nécessités techniques concrètes des centrales énergétiques roumaines.

CD 62–50 : 621.316.7

Cserveny, I. : **Les critères fréquentiels de stabilité déterminés à partir du problème d'Aizerman, pour les systèmes automatiques non linéaires.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18,** no. 4–5, nov-déc 1974, p. 167

L'auteur systématise la présentation du critère de V.M. Popov, dans le cas du problème de type Aizerman.

CD 681.3.06

Negoiţă, N.D. et *Schatz, W.* : **TRACC — programme de conversion entre les langages COBOL IBM–360 et COBOL FELIX C –256.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18,** no. 4–5, nov-déc 1974, p. 171

On expose le mode d'emploi d'un programme de conversion des programmes-source COBOL IBM-360 en programmes-source COBOL FELIX C-256. Par rapport aux autres programmes de conversion entre deux langages COBOL, qui n'exécutent qu'une conversion partielle, le programme proposé agit sur toutes les différences qui existent entre ces langages.

CD 621–52 : 681.327

Oltean, I.T. et *Ciureanu, P.* : **Systèmes de détection et de réglage automatique de la position des boucles de bande sur un dérouleur de bande magnétique.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18**, no. 4–5, nov-déc 1974, p. 176

Présentation des principales méthodes connues pour le réglage de la réserve de bande magnétique sur les dérouleurs de bande (comme mémoire extérieure des ordinateurs), dans le but d'assurer l'entraînement uniforme de la bande.

CD 681.327 : 681.3.06

Verzea, Gh. : **Mémoire ROM reprogrammable, à diodes semiconductices.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18**, no. 4–5, nov-déc 1974, p. 184

On passe succinctement en revue les mémoires employées pour les microprogrammes et on décrit une mémoire réalisée avec des matériaux de fabrication roumaine.

DC 62–52.001 : 681.325.65

Lupu, C. : **L'établissement des projets pour les automates finis, en logique ternaire.**

E.E.A. – **Automatica şi Electrotehnica** 18, no. 4–5, nov-déc 1974, p. 187

On expose un système fonctionnel complètement ternaire qui, en fait, est une généralisation du système fonctionnel complètement binaire AND-OR-NO. En utilisant des circuits qui complètent ce système, on a construit un automate fini, démontrant ainsi l'emploi facile de la logique ternaire dans l'établissement des projets concernant les appareils digitaux.

CD 681.322 : 621.3.049.75

Lupu, N., Cergan, P., Drăgan, M. et *Prodan, M.* : **Additionneurs rapides à transport simultané.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18**, no. 4–5, nov-déc 1974, p. 196

On décrit deux types d'additionneurs rapides le type Kilburn et le type à génération anticipée du transport, exécutés avec des circuits intégrés.

CD 621.382.3

Ristea Ana et *Pavlov Silvia* : **Transistor à effet de champ, à électrode d'entrée isolé et à canal p (TEC–MOS/canal p).**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18**, no. 4–5, nov-déc 1974, p. 201

On analyse les caractéristiques des transistors à effet de champ, de type MOS, en prenant comme exemples les expériences faites sur le transistor original MOS-01.

CD 621.318.57 : 621.791.76

Constantin, P. et *Tebeanu, T.* : **Relais électronique de temporisation destiné à la commande automatique des machines à souder par points.**

E.E.A. – **Automatica şi Electronica 18**, no. 4–5, nov-déc 1974, p. 210

Les auteurs présentent le schéma-bloc d'un dispositif électronique pour la commande automatique des machines à souder par points, le système de formation des impulsions de commande, ainsi que le relais de temporisation respectif.

RÉALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 214

THESE DE DOCTORAT 218

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORPOTAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; acad. prof. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, este editat de către Oficiul de informare documentară (*O.I.D.*) al *M.I.C.M.U.E.*, ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.—M.I.C.M.U.E.*, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 30.15. 17.70.22 — B.I. — S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integraie. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*, București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 1763. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/5988/1975.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI-UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA. ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICA, AUTOMATICA, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E., ŞI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE).

Vol. 18 AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA nr. 4—5 Bucureşti, nov-dec 1974

Complexitate şi diversitate în fabricaţie de elemente şi echipamente electronice de automatizare

Ing. ION CONSTANTINESCU Adjunct al ministrului Industriei Construcţiilor de Maşini-Unelte şi Electrotehnicii

CZ 62—523.002

Dezvoltarea într-un ritm mai intens a industriei electronice şi de automatizări constituie una dintre sarcinile importante, stabilite de Congresul al X-lea, de Congresul al XI-lea şi de Conferinţa naţională ale Partidului ca factor hotărîtor în introducerea tehnicii noi.

Această importantă sarcină pe plan naţional îi revine Centralei Industriale de Electronică şi Tehnică de Calcul şi Centralei Industriale de Echipamente de Telecomunicaţii şi Automatizări, care destăşoară un ansamblu de activităţi de cercetare, proiectare, producţie şi montaj şi grupează toate unităţile care activează în domeniul electronicii şi automatizărilor. Din ansamblul mijloacelor de automatizare, fabricaţia elementelor şi echipamentelor de automatizare electronice se concentrează în cea mai mare propor ie la Întreprinderea de Elemente pentru Automatizări (IEA). De aceea, în cele ce urmează ne vom referi, în principal, la fabricaţia actuală şi de perspectivă imediată a acestei întreprinderi, la complexitatea şi diversitatea producţiei ce-i revine, la problemele care se pun pentru asigurarea reînnoirii permanente a producţiei.

Avîndu-se în vedere nivelul şi tendinţele de dezvoltare pe plan mondial în domeniul aparaturii de automatizare, care se pot concretiza în dezvoltarea intensă a tipizărilor, prin adoptarea unor sisteme unificate ca semnal de lucru, folosirea dispozitivelor electronice profesionale moderne, rezolvarea unor funcţionalităţi cu performanţe ridicate, ca precizie, domeniu de lucru, protecţie la mediu extern a procesului fizic etc., în IEA s-au asimilat încă de la începutul activităţii întreprinderii elementele sistemului electronic unificat de reglare automată E.

1. Scurtă expunere asupra elementelor de automatizare ale sistemului electronic unificat E

Acest sistem de reglare a proceselor tehnologice lente, larg utilizat, întruneşte performanţe moderne. Acestea se pot sintetiza astfel:

— precizia ridicată de măsurare a principalilor parametri tehnologici din domeniul proceselor industriale lente;

— conversia oricărui parametru măsurat în semnal unificat;

— o largă gamă de modalităţi de prelucrare a semnalelor unificate;

— interşanjabilitatea aparatelor primare pentru parametrii proceselor liniare sau liniarizate;

— stabilitate funcţională la acţiuni externe (perturbaţii, agenţi chimici, fizici, mecanici);

— posibilitatea de utilizare a semnalului la distanţe mari, fără a fi necesare cabluri speciale;

— compatibilitatea funcţionării cu maşini de control centralizat;

— diversificare uşoară şi foarte mare de utilizare a tipurilor de bază funcţie de domeniul de măsură, grad de protecţie, funcţiuni suplimentare etc.;

— compatibilitatea cu alte aparate din alte sisteme unificate;

— tipizare ridicată, funcţională şi constructivă;

— tehnologie modernă;

— siguranţă mare în funcţionare.

Pentru a ilustra diversitatea aparaturii în fabricaţie încă din faza iniţială a activităţii IEA, este de ajuns să arătăm că cele 114 tipuri de bază de aparate din sistemul E se livrează în mii de variante diversificate ca funcţiuni, performanţe, domenii de lucru, semnale etc. Mare parte din aparatele de automatizare (traductoarele, înregistratoarele, indicatoarele) reprezintă aparate cu caracter metrologic. An de an producţia elementelor de automatizare s-a dezvoltat, asigurîndu-se satisfacerea într-un grad din ce în ce mai mare a economiei naţionale cu astfel de mijloace. De asemenea, avînd în vedere sarcinile de export puse în faţa centralelor industriale de Electronică şi Automatizări, producţia elementelor de automatizare a fost adaptată şi pentru satisfacerea cerinţelor de funcţionare în medii climatice tropicale, umede şi aride. Satisfacerea acestor cerinţe cere o finisare corespunzătoare a construcţiei aparatelor şi o echipare cu componente profesionale de performanţă. În acest mod se poate asigura stabilitatea parametrilor electrici, menţinerea funcţionării normale a mecanismelor şi conservarea aspectului exterior corespunzător. Satisfacerea acestor cerinţe de către aparatura de automatizare fabricată în ţară a permis să se realizeze importante exporturi în China, India, Pakistan, R.A.E. etc.

În cele ce urmează se prezintă principalele grupe de aparate din sistemul electronic unificat E.

Elementele traductoare din sistemul E permit măsurarea tuturor parametrilor tehnologici de bază care se întîlnesc în procesele industriale lente (temperaturi, presiuni, nivele, debit, concentraţie, pH, umiditate, raport molar, calitatea apei (conductibilitatea) etc.).

Pentru ilustrarea diversităţii largi de traductoare ce se oferă, arătăm că pentru măsurarea temperaturii sînt în fabricaţie diferite tipuri de termorezistenţe, termocuple, pirometre de radiaţie etc.

Termorezistenţele de platină care se oferă pot măsura temperaturi în domeniul $-200\ldots+500$°C cu o precizie de $\pm 3\%$. Acestea pot fi cu unul sau două elemente sensibile, cu rezistenţă nominală — la 0°C — de 50 sau 100 ohmi. Constructiv, se livrează în tuburi de protecţie din cupru, oţel sau oţel inoxidabil, cu lungimi nominale de 250, 500, 750, 1 000, 1 250, 1 500, 1 750 şi 2 000 mm şi cu diametre nominale de 12, 15, 20 mm. Se menţionează că termorezistenţele pot fi realizate în diferite execuţii speciale pentru depozite, localuri, în format miniatură, pentru presiuni mari, pentru medii explozive, rapide.

Termocuplele se realizează cu trei tipuri de elemente sensibile, PtRh—Pt, CA, Fe—Co, şi acoperă şapte game diferite de măsură cuprinse între 0 şi 450°C şi 0—1 600°C. Acestea se livrează în variante cu unul sau două elemente sensibile, cu tub de protecţie din oţel, oţel inoxidabil sau oţel refractar (pentru tipurile CA şi Fe—Co) sau din ceramică aluminoasă (pentru tipurile PtRh—Pt). Dimensional, acestea se realizează în lungimi nominale de 250, 500, 750, 1 000, 1 250, 1 500, 1 750 sau 2 000 mm pentru tipurile CA şi Fe—Co şi de 500 sau 1 000 mm pentru tipurile PtRh—Pt şi în diametre nominale de 12, 15, 20 sau 22 mm pentru tipurile CA şi Fe—Co şi de 10 sau 17 mm pentru tipurile PtRh—Pt. Ca execuţii speciale, fiecare tip de termocuplu poate fi realizat pentru presiuni înalte, medii explozive, rapide, miniaturizate.

Pirometrele de radiaţie totală, utilizate pentru măsurarea la distanţă a temperaturii suprafeţelor corpurilor încălzite, se execută cu una sau două baterii de termocuple cromel-constantan, în variantele :

— cu domenii de măsură pînă la 200°C ;
— cu dispozitiv de răcire ;
— cu dispozitiv de protecţie antiflacără ;
— cu filtru de protecţie.

Toate tipurile de elemente sensibile de temperatură se pot conecta la adaptoarele de tipul ELT 160, care transformă semnalele de milivolţi de la acestea (0—5 mV) în semnal unificat.

Aceste adaptoare se execută în mai multe variante :

— cu domenii de măsură restrînse (sub 5 mV sau sub 6 mV) ;

— cu două intrări, pentru măsurarea diferenţei dintre temperaturile determinate cu ajutorul a două termocuple sau a două termorezistenţe ;

— pentru funcţionare în medii explozive.

În mod similar, aceeaşi gamă largă de posibilităţi o oferă utilizatorilor diversele tipuri de traductoare de presiune destinate măsurării presiunii statice, absolute sau diferenţiale, din ale căror variante amintim cele pentru fluide neutre, pentru fluide corosive, pentru domenii de măsură restrînse (cu deplasarea uneia sau ambelor limite ale domeniului de măsură), pentru funcţionare în medii explozive etc. Toate traductoarele de presiune utilizează acelaşi tip de adaptor — tipul ELT 370 — care transformă o deplasare unghiulară în semnal unificat.

Exemplificînd gradul de tipizare al schemelor electronice, arătăm că cele două adaptoare de bază ale sistemului unificat E — de temperatură şi de deplasare — folosesc acelaşi tip de amplificator de curent alternativ şi acelaşi tip de conversie internă continuu-alternativ.

Aparatele indicatoare şi înregistratoare din sistemul E sînt concepute pe principiul compensării electronice automate şi asigură indicarea, respectiv înregistrarea, precisă a semnalelor unificate, proporţionale cu parametrul tehnologic măsurat cu traductoare.

Aparatele indicatoare sau înregistratoare sînt prevăzute cu numeroase funcţiuni suplimentare, individuale sau simultane.

De asemenea, aparatele indicatoare și înregistratoare din sistemul E se execută în numeroase variante standard, ca de exemplu :

— cu scară liniară ;

— pentru funcționare în medii cu praf sau vapori ;

— pentru alte semnale unificate etc.

Înregistratoarele cu gabarit redus de tip ELR 35 și ELR 45 se pot executa în variantele cu diagramă roluită sau cu diagramă pliată, iar înregistratorul de gabarit mare tip ELR 36, cu înregistrare continuă a datelor pe o direcție și înregistrare prin puncte de forme și culori diferite pe 2, 3, 6 sau 12 direcții, se poate executa și în varianta rapidă, cu timp de oprire de maximum 1,5 s și cu viteze ale diagramei de 20, 60 sau 120 mm/h.

Aparatele regulatoare din sistemul E se realizează cu ieșire continuă sau discontinuă a semnalului, avînd la intrare semnalul unei referințe comparat cu semnalul furnizat de traductoare.

Regulatoarele continue se execută în variantele cu referință internă sau externă și, de asemenea, cu comportare dinamică PI sau PID. Regulatoarele continue se execută și pentru alte semnale de intrare, iar tipul ELC 113 (cu referință internă) se realizează și cu scara de referință divizată în unități ale semnalului de reacție.

Elementele de calcul din sistemul E asigură diferite operații de calcul analogic (adunare, scădere, multiplicare, divizare, extragere radical etc.) asupra semnalelor unificate furnizate de traductoare sau compensarea erorilor datorite influenței anumitor factori exteriori (variația presiunii, temperaturii etc.) asupra parametrului tehnologic măsurat.

Elementele de calcul se execută de asemenea în mai multe tipovariante. De exemplu, elementul de adunare-scădere ELX 210 se execută cu coeficienți ficși sau reglabili ; elementul de radical ELX 220 se execută și pentru radicali diferiți de 2 ; elementul de înmulțire-împărțire ELX 230 se execută în trei variante : înmulțire a doi factori, împărțire a doi factori, înmulțire a doi factori și împărțire prin al treilea ; integratorul de rădăcină pătrată ELI 103 se realizează și în varianta de limitare a integrării în cazul semnalelor mai mici de o anumită limită ; elementul de raport ELX 126 se execută în două variante : cu scară liniară și domeniu de reglare 0,2—2 sau cu scară pătratică cu domeniu de reglare 0,4—1,4 etc.

Elementele auxiliare ale sistemului E asigură realizarea diferitelor operații secundare, ca de exemplu : telecomanda manuală a elementelor de execuție, comanda ciclică a referinței pe baza unui program prestabilit, prescrierea valorii de referință, limitarea nivelului inferior și/sau superior al semnalelor transmise elementelor de execuție, substituirea în caz de revizie periodică sau de avarie a regulatoarelor, transformarea semnalelor în tensiune în semnale în curent unificate, comanda servomotoarelor pneumatice sau poziționarea tijei acestor servomotoare cu acționarea organelor de execuție etc.

2. Alte tipuri de elemente și echipamente electronice în fabricație la IEA

În vederea perfecționării și modernizării continue a aparaturii de automatizare din fabricație. precum și pentru diversificarea și extinderea prin concepție proprie a mijloacelor de automatizare, la Institutul de Cercetări și Proiectări Automatizări (IPA) își desfășoară activitatea un puternic sector de cercetare.

În baza concepției IPA au fost introduse în fabricația de serie la IEA în decursul ultimilor ani o întreagă diversitate de elemente și echipamente de automatizare alături de sistemul E, care au permis satisfacerea unor necesități importante ale economiei naționale cu mijloace de automatizare, contribuind astfel la reducerea importului de asttel de aparate.

În acest mod, volumul producției IEA a crescut considerabil ; de la an la an s-a diversificat și mai mult și a căpătat o complexitate deosebită.

Fără a intra în detalii arătăm că la IEA, în baza concepției IPA, se fabrică și se oferă :

— elemente din sistemul unificat pentru procese rapide UNIDIN ;

— elemente din sistemul electronic pentru acționări electrice CONTISIN ;

— elemente și blocuri tipizate din sistemul unificat de comutație statică UNILOG ;

— elemente și blocuri tipizate din sistemul unificat de comutație statică USILOG (USILOGI ; USILOG E) ;

— elemente și blocuri tipizate din sistemul de semnalizare tip SEMNAL S ;

— echipamente de comandă și semnalizare în baza proiectelor IPA pentru diferite ramuri industriale ;

— echipamente de afișaj de cotă și de comandă numerică pentru mașini-unelte tip NUMEROM ;

— elemente din sistemul unificat de telemecanică UNITEL ;

— sisteme de transmitere de date TELEROM ;

— dispozitive de cuplare a calculatorului FELIX C—32P la procese tehnologice ;

— echipamente tipizate pentru dirijarea automată a circulației rutiere.

În completarea sistemului E pentru automatizarea proceselor, tot în baza concepției IPA s-au asimilat la IEA și se oferă :

— seria de regulatoare specializate pe proces de tipul X—72, care sînt aparate mai simple și mai ieftine, fără semnale unificate, eliminînd astfel adaptoarele în instalațiile de reglare a temperaturii. Acestea se execută în tipovariante

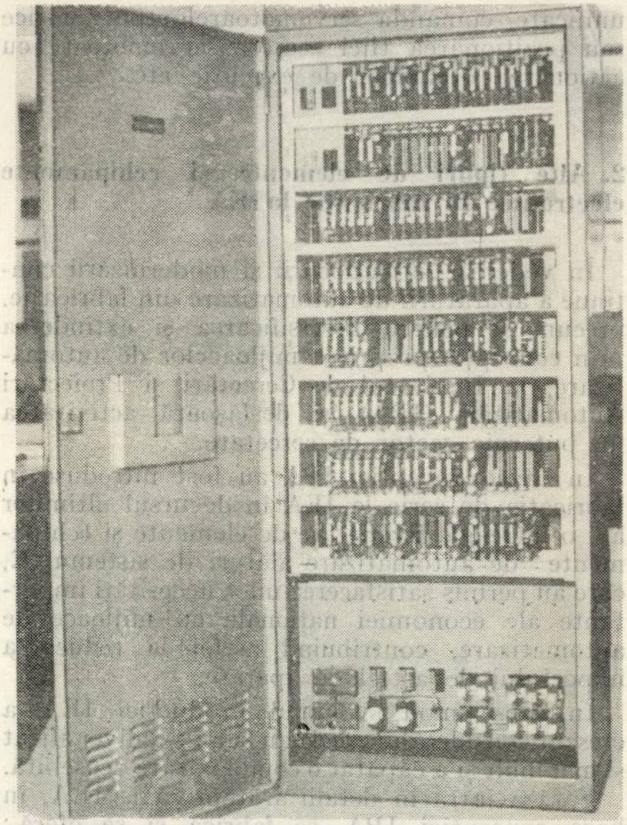


Fig. 1. Echipament realizat cu elemente și blocuri USILOG.

Fig. 2. Echipament de comandă numerică pentru mașini de alezat și frezat.

pentru reglarea temperaturilor (joase și înalte) și presiunilor;

— supraveghetoare de flacără, tipovariante pentru spectru ultraviolet și infraroșu. Acestea au fost de asemenea exportate în instalații de automatizare complexe;

— seria de doze tensometrice de 50, 100, 200, 500, 1 000, 2 000, 5 000 kgf pentru compresie și 50 kgf pentru întindere;

— complex de reglare (regulator cu ieșire discontinuă și blocuri auxiliare) destinat automatizării grupurilor energetice de mare putere, care dispune de o siguranță deosebită în funcționare. Realizarea acestui complex de reglare permite extinderea utilizării și altor aparate din sistemul unificat E la grupurile energetice, evitîndu-se astfel importante importuri de completare;

— convertor pentru debitmetre cu turbină, medaliat cu argint la Salonul internațional de invenții de la Viena;

— traductor de turație cu detector inductiv, cu afișare și semnal unificat în tensiune sau curent;

— seria detectoarelor de incendiu (cu fir fuzibil, de flacără, gradient de temperatură, de fum cu cameră de ionizare);

— traductor de nivel în execuție ex;

— bariere de siguranță, care permit extinderea utilizării aparaturii de automatizare din sistemul E și în medii cu pericol de explozie;

— sistem (regulator și traductoare de temperatură și umiditate) de reglare pentru instalații de climatizare;

— dispozitiv de protecție la patinaj pentru locomotive Diesel hidraulice etc.;

Au mai avut loc de asemenea o serie de elaborări pentru dezvoltare și diversificare la nivelul Întreprinderii de Elemente pentru Automatizări, reușindu-se o serie de realizări, ca de exemplu:

— extinderea domeniului temperaturii de lucru la unele aparate, asigurarea de protecții climatice pentru unele produse, diversificarea unor tipovariante de termorezistențe și termocuple, de traductoare de presiune diferențială, de poziție, realizarea unui integrator liniar, a unor tipovariante de înregistratoare și indicatoare etc. și, împreună cu IPA, s-au mai realizat convertorul deplasare unghiulară-curent, convertorul de semnale unificate.

2. Preocuparea pentru menținerea unei fabricații moderne, competitive

În ultimii ani s-a trecut la elaborarea de către IPA împreună cu IEA a unui nou sistem electronic unificat, cu circuite integrate, într-o concepție foarte modernă, care asigură funcționalități sporite, caracteristici tehnice superioare, domeniul mediului de lucru mai extins, într-o execuție miniaturizată, compatibil cu alte sisteme unificate.

Dintre caracteristicile generale esențiale ale acestui nou sistem subliniem :

— în medie, o precizie sporită la 0,3 ;

— domeniul temperaturii de lucru, pentru aparatele de panou 0...+45°C, pentru aparatele de cîmp −30...+60°C ;

— alimentare de la rețea în c.a. 220 V sau în c.c. ±24 V ; alimentarea în c.c. permite și o alimentare colectivă a aparatelor, în special în instalațiile de panou, ceea ce ieftinește și simplifică echipamentele de automatizare ;

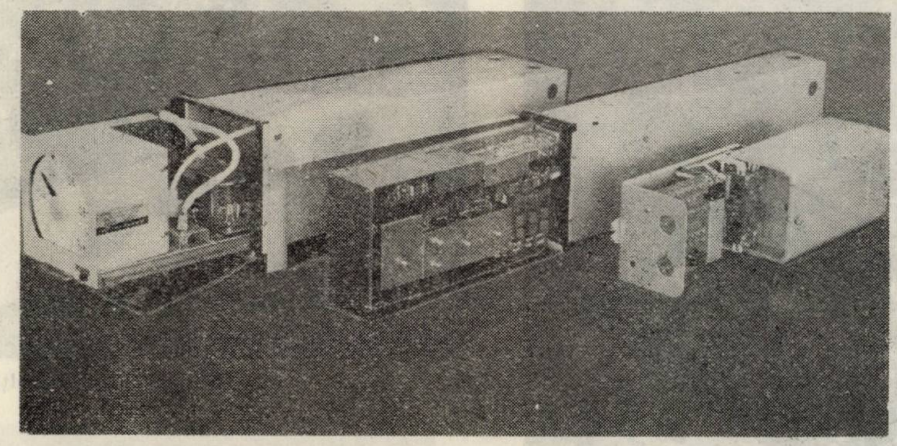


Fig. 3. Complex de reglare pentru grupuri energetice de mare putere.

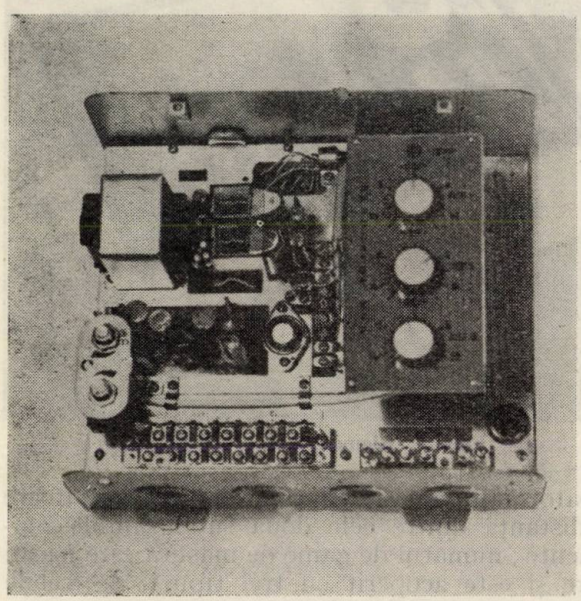


Fig. 4. Regulator specializat ELX-72.

— alimentarea la 24 V c.c. asigură și protecția intrinsecă la consum mic de curent, ceea ce extinde domeniul de utilizare a aparatelor și în medii unde nu se pot utiliza aparatele cu alimentare la 220 V ;

— posibilitatea interconexiunii serie-paralel, ceea ce evită în majoritatea cazurilor necesitatea separării galvanice, asigurînd prin aceasta ieftinirea, simplificarea și menținerea unei precizii mai ridicate a echipamentelor de automatizare ;

— semnale unificate multiple în curent sau semnale în tensiune, ceea ce asigură compatibilitatea cu aproape toate sistemele unificate ;

— posibilitatea de funcționare în sisteme cu calculatoare de proces ;

— concepție tipizată funcțional și constructiv.

Dintre principalele aparate din noul sistem de reglare care au fost elaborate de IPA și sînt în curs de asimilare începînd din acest an la IEA, enumerăm :

a) regulator continuu în tipovariantele P, PI, PID ; principalele sale caracteristici sînt :

— interdependența parametrilor dinamici zero ;

— este dotat cu memorii interne numerice și asigură totodată afișarea numerică a referinței de elemente fotoluminescente ;

— poate fi livrat opțional cu dispozitive interne de funcționare cu calculatoare de proces în variantele : comanda referinței (SCC) sau comandă numerică directă (DDC) ;

— conectarea la calculator de proces pentru toate tipurile de semnale de ieșire a acestuia ;

— transferul automat/manual și invers fără șoc și fără echilibrare prealabilă ;

— transferul referință externă/referință internă de asemenea fără șoc și fără echilibrare prealabilă ;

— posibilitatea semnalizării ieșirii din limite a mărimii de acționare sau a mărimii de intrare ;

— dispune de bandă verde ;

b) regulator cu ieșire discontinuă (pentru elemente de execuție electrice), cu funcționalități și performanțe asemănătoare cu regulatorul continuu ;

c) element de sumare-scădere, caracterizat prin posibilitatea rezolvării unei multitudini de formule de calcul (43 variante) de la cele mai complexe pînă la cele mai simple ; semnalele de intrare și ieșire pot fi curent sau tensiune, după cum o cer particularitățile circuitului de reglare ;

d) element de înmulțire/împărțire ; este realizat de asemenea în numeroase variante, putînd

fi livrat fie ca element de înmulţire, fie ca element de împărţire, fie ca element de ridicare la pătrat sau, în sfîrşit, ca element de înmulţire şi împărţire cu trei sau patru intrări; subansamblele destinate unei singure operaţii pot fi cuplate

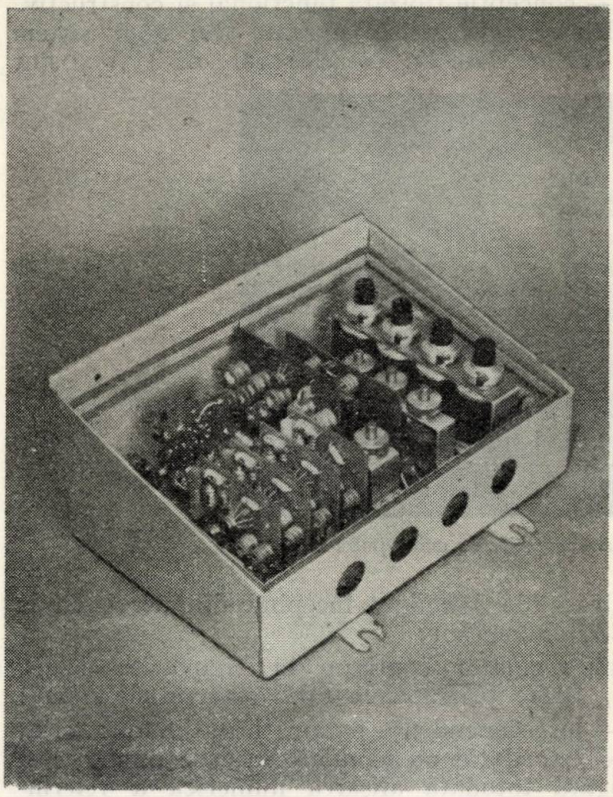


Fig. 5. Element de sumar-scădere.

cu alte blocuri de calcul pentru calculul unor formule specifice unor aplicaţii speciale;

e) element de extragere a rădăcinii pătrate; este blocul de calcul cel mai utilizat în circuitele de reglare, ca atare a fost soluţionat funcţional şi constructiv în condiţiile unui preţ de cost cît mai redus şi ale unei tehnologii de fabricaţie cît mai simple; modulele funcţionale ale acestui bloc stau la baza tuturor celorlalte elemente de calcul;

f) element de compensare; caracterizat prin aceea că permite compensarea debitului măsurat pe baza presiunii diferenţiale, funcţie de temperatura, presiunea şi densitatea fluidului măsurat; compensarea este prevăzută să se realizeze funcţie de unul dintre factorii de corecţie de mai sus sau funcţie de totalitatea lor;

g) adaptorul de pH, destinat măsurărilor de pH cu electrozi de sticlă de rezistenţă internă foarte mare (şi prin aceasta de stabilitate ridicată), este prevăzut şi cu subansamblele necesare măsurărilor de redox, măsurătoarea putînd fi efectuată în domenii de măsură foarte extinse (14 pH) sau foarte restrînse (2 pH);

h) traductor de calitatea apei (conductimetru); caracterizat printr-o construcţie unică celulă-

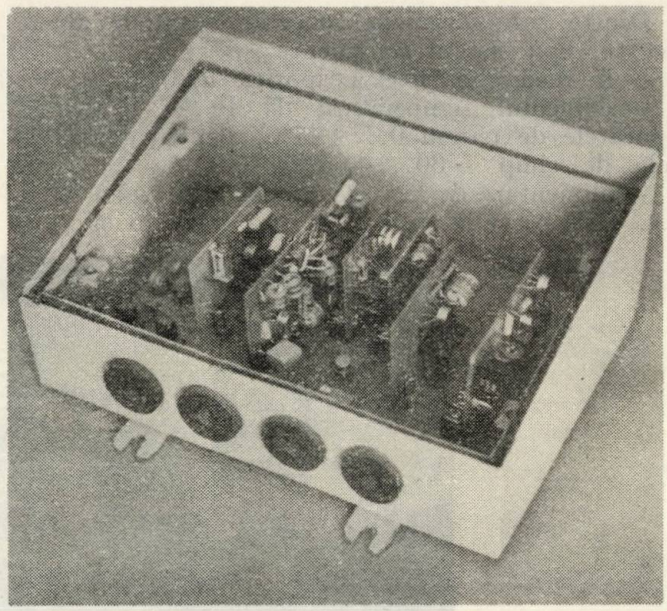


Fig. 6. Element de înmulţire.

Fig. 7. Element de împărţire.

adoator, fapt care elimină restricţiile privitoare la distanţa dintre cele două subansamble componente; numărul de game de măsură este foarte mare şi este acoperit cu trei tipuri de celule conductimetrice, la alegere;

i) adaptor pentru traductor de debit electromagnetic; este de asemenea caracterizat prin eliminarea restricţiei referitoare la distanţa dintre traductor şi adaptor; construcţia aparatului permite amplasarea sa şi în instalaţii cu pericol de explozie; una din variantele constructive este prevăzută cu indicator şi integrator de debit.

De asemenea, unele tipuri de aparate au fost elaborate de IEA. Dintre acestea enumerăm:

j) înregistratoare şi indicatoare care, deşi păstrează construcţia şi mecanismele din vechiul

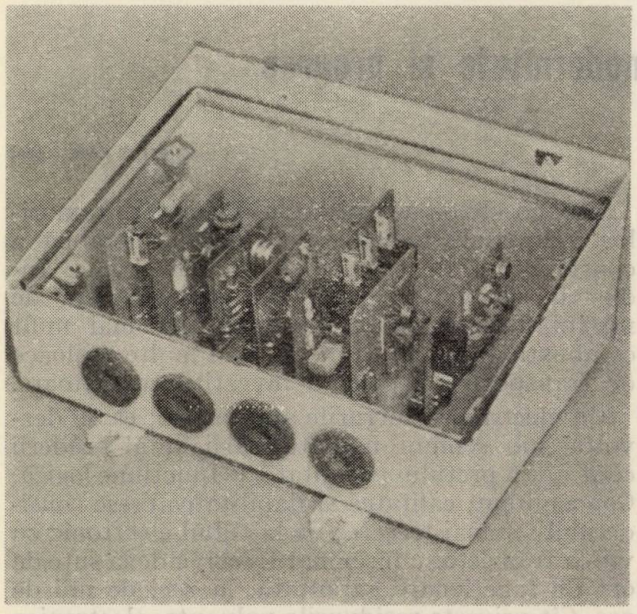


Fig. 8. Element de extragere a rădăcinii pătrate.

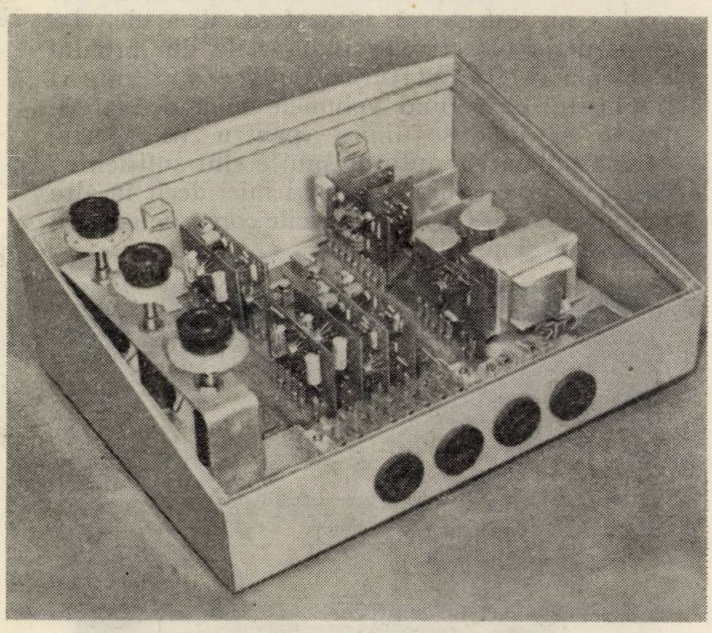


Fig. 9. Element de compensare.

sistem, au totuși partea electronică modernizată și adaptată la condițiile tehnice ale celorlalte aparate din sistemul nou de reglare;

k) adaptorul pentru traductoarele de temperatură (termocuple și termorezistențe); deocamdată în varianta conexiunii cu 3 și 4 fire, urmînd ca în foarte scurt timp să fie soluționată și varianta cu interconexiune prin 2 fire.

Se poate aprecia cu ușurință că diversitatea aparatelor din noul sistem de reglare, sub formă de tipovariante, întrece 100 000. Cu toate acestea nu se întîmpină dificultăți tehnice, de concepție, constructive sau tehnologice, deoarece elaborarea aparatelor s-a făcut după o concepție de deosebită tipizare, atît funcțională cît și constructivă. Un număr relativ redus de subansamble tipizate, echipate în mod diferențiat, asigură o multitudine de tipovariante la același tip de aparat și chiar la aparate diferite (ca de exemplu sursele de alimentare, convertoarele de intrare și ieșire, multiplicatoarele etc.).

Fig. 10. Traductor pentru calitatea (conductibilitatea) lichidelor.

Asigurarea în bune condiții a pregătirii fabricației și a reușitei fabricației unor asemenea aparate moderne, pe tehnologia circuitelor integrate, impune o bună organizare a sectoarelor de proiectare tehnologică, a fabricației, a controlului pe parcurs și final. De asemenea, se cere o perfecționare profesională corespunzătoare a tuturor factorilor care contribuie la desfășurarea procesului de producție, avînd în vedere tehnicitatea ridicată, utilizarea unei aparaturi de control mai pretențioase și necesitatea unor verificări mai complexe. Trebuie subliniat faptul că atît efortul pregătirii SDV-urilor cît și manopera de uzinare a acestor produse sînt mai reduse decît la sistemul E, acest lucru rezultînd tocmai din simplificări tehnologice datorite utilizării circuitelor integrate.

Se vor depune în continuare eforturi continue pentru completarea sistemului cu toate grupele de elemente necesare, astfel încît fabricația de elemente și echipamente de automatizare să satisfacă în cel mai înalt grad atît necesitățile economiei naționale, cît și competitivitatea necesară pentru export.

Electronica — factor de modernitate și progres

VALERIU CEOCEONICĂ* — BUCUREȘTI

CZ 621.38 [.002 + 009]

Scurt timp după invenția tubului electronic, radiodifuziunea și telecomunicațiile la mare distanță au luat un mare avînt; ele au contribuit în mod hotărîtor la structurarea întregii vieți economice și sociale a lumii contemporane. Încă dacă electrotehnica s-ar fi limitat numai la divertisment și transmiterea informațiilor, ea ar fi rămas pentru totdeauna o remarcabilă aplicație tehnică.

După anul 1950, odată cu răspîndirea rapidă a televiziunii și datorită apariției tranzistorului, a crescut considerabil producția de radioreceptoare și televizoare. Perfecționarea continuă a tehnologiilor de fabricație a semiconductoarelor determină dezvoltarea în continuare a industriei electronice, cu o rată de creștere anuală ce depășește dublul creșterii venitului național — în majoritatea țărilor. Totodată structura producției se modifică în sensul profesionalizării acesteia; scade permanent ponderea valorică a componentelor și a aparaturii de uz casnic, concomitent cu creșterea aparaturii destinată uzului profesional. În producția țărilor dezvoltate, industria electrotehnică reprezintă 8 — 10% din volumul producției industriale.

Industria electronică românească cunoaște o dezvoltare mai accentuată în cincinalul 1966—1970, timp în care a înregistrat o creștere de aproape 3,5 ori. Creșteri și mai mari sînt prevăzute pentru actualul cincinal. S-au pus bazele producției de componente și, odată cu fabricația de calculatoare, a început profesionalizarea producției. Către anul 1990, electronica va trebui să reprezinte 16 — 17 % din industria constructoare de mașini și aproximativ 6,7% din totalul producției industriale. Nu greșim dacă afirmăm că cincinalul viitor va fi hotărîtor pentru industria electronică, dacă spunem că cercetarea trebuie să-și aducă o contribuție pe măsura ritmurilor înalte de dezvoltare planificate.

În cele ce urmează ne propunem să arătăm poziția electronicii și caracteristicile sale în ansamblul producției industriale, rolul și contribuția acesteia la dezvoltarea altor ramuri, măsura în care ea este implicată în modernizarea vieții economice pe ansamblu, contribuția ei la progresul social.

În raport cu ramurile industriale de bază — devenite tradiționale, în raport cu rezervele de energie și materii prime, cu degradarea mediului înconjurător, poziția industriei electronice este oarecum singulară.

Prognozele de dezvoltare a majorității ramurilor industriale indică creșterea considerabilă a consumurilor de energie și materii prime. Industria energetică, industria constructoare de mașini, construcțiile industriale cer mai mult combustibil, mai mult metal, mai multe mijloace de transport și în general investiții costisitoare.

Cu electronica lucrurile stau altfel; ea se dezvoltă sub semnul miniaturizării și al scăderii continue a prețului pe unitate de funcțiune logică. Concomitent, calitatea și fiabilitatea cresc considerabil; numai trecerea de la tubul electronic cu vid la tranzistor a însemnat trecerea de la sute de ore de funcționare garantată, la zeci de mii de ore. Cît privește reziduurile poluante, electronica nu provoacă munți de steril sau depozite de fier vechi, nu infectează atmosfera și apele. La construcția obiectivelor industriale din profilul electronicii, transporturile publice sînt rareori implicate, date fiind volumele mici de materii prime și produse finite, pentru transportul cărora mijloacele auto obișnuite sînt suficiente; costurile investițiilor sînt mai mici decît în alte ramuri, mai ales pentru fabricile constructoare de aparatură și instalații.

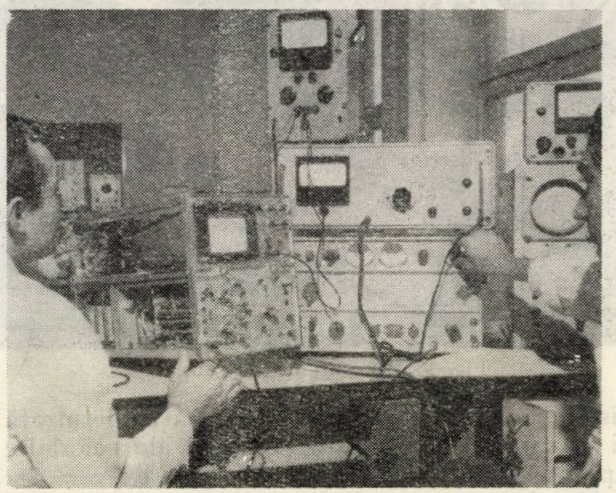


Fig. 1. O ultimă verificare a schemei electrice a osciloscopului E 0103 asamblat (ICE).

Sînt evidente motivele pentru care toate țările, indiferent de orînduire, sînt preocupate de implantarea acestei ramuri a industriei.

Dacă producția electronică destinată uzului particular se conturează ca urmare a satisfacerii nevoilor mereu crescînde ale societății, electronica destinată uzului profesional—altor ramuri ale industriei, întreprinderilor și instituțiilor, trebuie să satisfacă cerințele acestora. În mod

* Ing. *V. Ceoceonică* este director al Institutului de Cercetări și Proiectări Electronice (ICE).

firesc, la dezvoltarea celorlalte ramuri, electronica contribuie adăugînd un plus de modernitate, de performanță și valoare utilajelor ș instalațiilor. Electronica lucrează puțin pentru sine ; ea contribuie însă în mod hotărîtor la creșterea per-

Fig. 2. Studierea microstructurii pieselor de ferită (ICE)

formanțelor și a eficienței celorlalte ramuri ale industriei și vieții economice.

Astăzi, nu se mai concepe proces tehnologic continuu fără automatizare, fără urmărirea și optimizarea fluxului. Nu se mai vorbește despre utilaje sau instalații disparate ci despre linii sau agregate complexe, automatizate și organizate în flux, ceea ce conferă produselor o valoare incomparabil mai mare. Cînd procesul tehnologic permite, întregul flux este încredințat calculatoarelor electronice. Fabricile de ciment, complexele instalații chimice, lanțurile de hidrocentrale înșirate pe firul apei se automatizează complet.

Automatizarea s-a extins și la producția discontinuă — mai tipică în construcția de mașini. Optimizarea regimului de lucru al mașinilor de prelucrare, comanda numerică a mașinilor-unelte, măsurătorile dimensiunilor, sortarea după cotă a pieselor mecanice — toate acestea se fac electronic. Utilajele și instalațiile astfel concepute își sporesc considerabil parametrii tehnici și productivitatea.

O contribuție importantă aduce electronica la organizarea măsurării în flux a unor parametri definitorii ai calității produselor de masă sau de mare serie. Cu ajutorul unor traductoare adecvate, mărimi mecanice (ca de exemplu cuplul, puterea, turația, torsiunea, tensiunile, vibrațiile, abaterea de la cota dimensională etc.) se măsoară electronic cu foarte mare precizie ; cu o precizie și mai mare se măsoară mărimile electrice. Aceste aparate, organizate în standuri, măsoară, înregistrează și dacă este cazul — sortează piese mecanice, micromotoare, circuite integrate, rezistențe etc. Cînd vorbim de producția de masă a circuitelor integrate sau de testarea plachetelor din calculatoarele electronice — de exemplu, fără asemenea complexe de măsurare și sortare producția nu mai este de conceput.

Electronica contribuie în mod esențial și la modernizarea altor sectoare ale vieții economice, sporind considerabil eficiența acesteia. Mă refer în primul rînd la tele și radiocomunicații — domeniu care se interferează cu electronica.

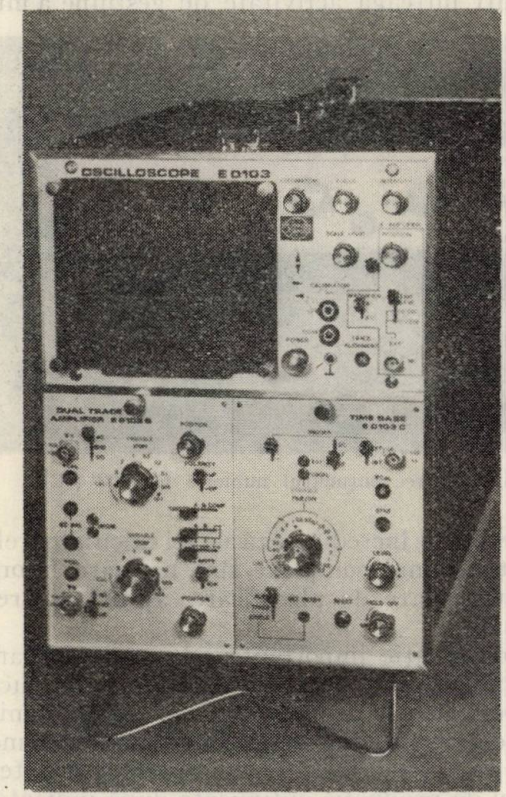


Fig. 3. Osciloscopul E 0103 (ICE).

Amplificatoarele telefonice și sistemele de curenți purtători au făcut posibile transmisiunile multicanal la mare distanță, ceea ce a permis realizarea unui sistem internațional. Concomitent, rețelele telefonice urbane, interurbane și mai tîrziu internaționale — s-au automatizat. Dată fiind tradiția telecomunicațiilor, experiența acumulată în proiectarea și exploatarea instalațiilor complexe a avut o influență considerabilă asupra fiabilității instalațiilor electronice automate în general.

Prin extinderea radiorelelor, traseele și cablurile telefonice sînt treptat înlocuite cu legături prin unde hertziene. A devenit posibilă realizarea legăturilor telefonice între posturile fixe și mijloacele mobile. Videomagnetofonul, videotelefonul sînt pe cale de generalizare.

Dacă electronica a împrumutat mult din experiența telecomunicațiilor, ea s-a revanșat contribuind la modernizarea centralelor automate electronice.

Apariția calculatoarelor a însemnat cea mai directă contribuție a electronicii la modernizarea activității economice. Planificarea și evidența în economie sînt astăzi de neconceput fără calculator, începînd de la nivelul micilor întreprinderi și terminînd cu activitatea de sinteză a econo-

miei pe ansamblu. Urmărirea îndeplinirii contractelor, evidența mișcării materialelor, lansarea producției, urmărirea continuă a fabricației, contabilizarea și facturarea, plata retribuțiilor, o sumedenie de evidențe și raporturi statistice — pe scurt întreaga activitate de gestiune a între-

Fig. 4. Frecvențmetrul numeric E 0203 (ICE).

prinderilor se încredințează astăzi calculatoarelor. Operații și mai complexe sînt necesare la organele superioare de planificare, aprovizionare și statistică.

O contribuție importantă aduc calculatoarele la optimizarea structurii planurilor de producție în raport cu cele mai favorabile efecte economice, ceea ce face posibilă decizia în completă cunoștință a consecințelor. Formularea variantelor de plan de producție optimizate după indicatorii de bază și influențele posibile ar fi necesitat ani de muncă; acum calculatorul le efectuează în cîteva zeci de minute. Aplicațiile sînt numeroase în mai toate sectoarele economiei; marșrutizarea vagoanelor, stabilirea rutelor și rezervarea locurilor în transporturile aeriene, meteorologia și prognoza climei etc. sînt numai cîteva

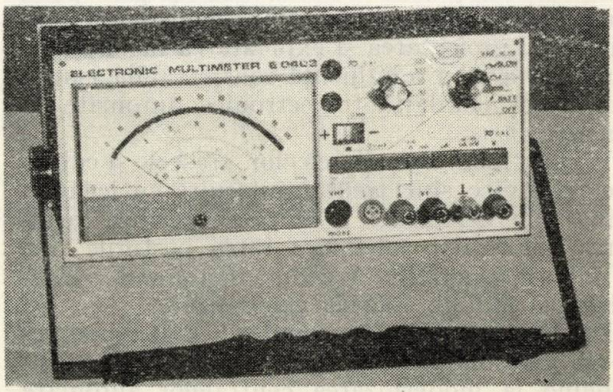


Fig. 5. Multimetrul electronic E 0403 (ICE).

exemple de aplicații, dar calculatoarele electronice rezervă alte multe și neașteptate aplicații.

Electronica contribuie în mod spectaculos la modernizarea asistenței medicale. O seamă de aparate electronice de diagnostic, analiză și tratament au modificat nu numai fizionomia instituțiilor medicale dar și poziția examenului clinic în raport cu mijloacele de investigare. Progrese însemnate s-au înregistrat în supravegherea organelor vitale pe timpul operației chirurgicale, în tratamentul unor cazuri care necesită supraveghere continuă și intervenții prompte. Ne amintim cu toții posibilitățile limitate de supraveghere post-operatorie a cazurilor critice sau a bolnavilor cardiaci. Astăzi, instalațiile electronice de monitorizare permit supravegherea continuă a parametrilor funcționali ai organelor vitale : frecvența respirației, frecvența pulsului, tensiunea arterială, funcționarea cordului. La modificări anormale sau accidentale ale parametrilor, sistemul de monitorizare alarmează personalul medical și, dacă situația o cere, instalația permite reactivarea inimii prin impulsuri electrice. Ca o formă evoluată, supravegherea pentru mai multe paturi este condusă de la o centrală.

Este de asemenea posibilă înregistrarea centralizată și continuă a parametrilor, ceea ce permite analiza evoluției bolii în intervalul de timp cît personalul medical de specialitate lipsește de la patul bolnavului. Se pot reconstitui cu precizie evenimentele petrecute, se pot trage concluzii clinice mult mai sigure.

În sfîrșit, stimulatoarele electronice de organe contribuie la recuperarea măcar parțială a unui număr important de bolnavi, altă dată incurabili. Cele mai spectaculoase rezultate obțin în prezent stimulatoarele cardiace implantate. O

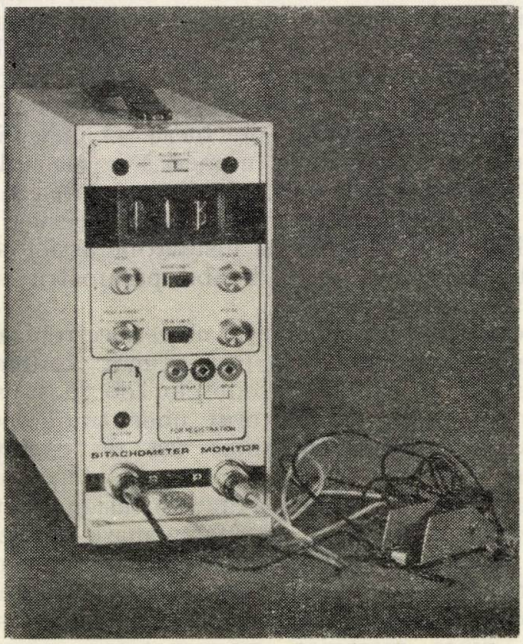


Fig. 6. Bitahometrul monitor M 5201 (ICE).

electronică miniaturizată, cu alimentare din baterii cu lungă durată, încapsulată în masă plastică sau metal, încorporate sub piele, excită inima cu impulsuri stimulatoare. Funcționarea

sigură, timp de aproape doi ani, este condiționată nu numai de capacitatea bateriei, dar și de gradul înalt de fiabilitate al montajului.

Stimulatoarele electronice de organe se răspîndesc cu repeziciune, spre binefacerea unui număr mare de infirmi; electronica alină durerea și contribuie la recuperarea bolnavilor.

Nu este lipsit de interes să ne oprim asupra relației dintre electronică și progresul social. Încă de la începuturile radiodifuziunii, interesul stîrnit de electronică a depășit repede cadrul organizat al producției și exploatării. De prin anii '30 amatorismul a luat o amploare neobișnuită. Revistele popularizau scheme, amatorii își construiau radioreceptoare și chiar emițătoare. În acele vremuri eroice ale radiocomunicațiilor, traficul amator a constituit o mare atracție pentru imaginația înflăcărată și dornică de cunoaștere a tineretului. Popularitatea a continuat și s-a extins odată cu diversificarea electronicii. Astăzi electronica se face în școli, în cluburi, dar și acasă, cu cheltuială puțină, fără utilaje sau scule complicate; un ciocan de lipit, cîteva scule simple, un voltmetru și atelierul — cu satisfacțiile lui este gata. Sculele sînt puține, dar cunoștințele și entuziasmul compensează sărăcia de mijloace. Iată de ce, an de an, un număr tot mai mare de tineri și vîrstnici folosesc timpul lor liber, se relaxează, construindu-și sau depanîndu-și singuri aparatura electronică.

Desigur și alte ramuri ale științei suscită interes, dar cred că, datorită mijloacelor necesare puține și adesea improvizate, electronica le depășește. Este un fenomen social care merită să fie reținut și încurajat; această pepinieră de inventatori, această școală fără catedră de viitoare cadre, constituie un rezervor inepuizabil pentru dezvoltarea electronicii.

Electronica se dezvoltă în strînsă corelație cu nivelul de cultură generală și tehnică; se poate spune că ea ajută la răspîndirea culturii — ca unul dintre mijloacele tehnice cele mai directe de propagandă.

La rîndul ei, electronica folosește o forță de muncă cu un nivel de cultură generală și tehnică superioară altor ramuri. Nu este vorba numai de cadrele cu pregătire superioară din exploatare, producție și cercetare, cît mai ales de cele cu pregătire medie — tehnicieni și muncitori. În linii mari, nivelul de cultură mediu asigurat de sistemul nostru de învățămînt face posibilă recrutarea unui număr suficient numeric și corespunzător valoric nevoilor electronicii. Liceele tehnice înființate în ultimul an corespund pe deplin acestor scopuri. Ele au fost bine primite de cursanți tocmai pentru că s-a înțeles procesul firesc de intelectualizare a muncitorilor. Un plus de atracție apare și din condițiile mai agreabile de muncă, gradul de acuratețe asigurat nu numai în producția, dar și în exploatarea instalațiilor electronice.

Cît privește nivelul și numărul cadrelor cu pregătire superioară, sînt de pe acum asigurate cele mai bune condiții în institutele de învățămînt superior pentru promovarea a noi și valoroase serii de tineri electroniști. Tinerețea lor este chiar necesară, pentru că în electronică, ramură tînără a industriei, experiența trecutului valorează mai puțin decît cunoștințele și imaginația tinereții.

În aceste condiții, electronica apare ca o necesitate nu numai sub raport economic dar și social; dezvoltarea ei merge mînă în mînă cu modernizarea vieții noastre sociale, cu sporul de eficiență care asigură dezvoltarea societății noastre socialiste.

Realizări deosebite în automatizare. Instalații complexe, grad de tipizare și unificare

MARCEL SÎRBU* — București

CZ 621.3.078:62-52.002

Atenția deosebită acordată de conducerea de partid și de stat dezvoltării potențialului industrial al țării noastre se îmbină organic cu automatizarea pe scară tot mai largă a proceselor de producție pe întreaga economie națională, factor caracteristic etapei făuririi societății socialiste multilateral dezvoltate.

Dotarea cu mijloace de automatizare în economia națională a crescut considerabil în ultimii 10 ani, datorită în special numărului mare de unități industriale puse în funcțiune în această perioadă, unități cu grad înalt de automatizare Acest lucru a fost determinat de utilizarea unor tehnologii moderne și utilaje complexe, care prin concepția lor au permis și impus utilizarea automatizării și conducerea cu calculatoare de proces.

Majoritatea instalațiilor de automatizare existente în unele ramuri au fost în trecut procurate din import și în special prin import complex, odată cu instalațiile tehnologice, în cadrul condițiilor de garanție impuse de furnizorii externi.

* Ing. *Sîrbu, M.* este director al Institutului de Cercetari și Proiectări Automatizari (IPA).

Din volumul total al instalațiilor de automatizare existente în prezent în țară, ponderea pe principalele ramuri industriale este următoarea : 34,4% în industria chimică, 14,8% în metalurgie, 16% în construcții de mașini și 8,1% în energia electrică. Aceste patru ramuri totalizează peste 73% din valoarea totală a instalațiilor de automatizare.

Pornind practic de la un nivel foarte scăzut în anul 1960, în ultimii 14 ani s-au dezvoltat continuu în țară concepția și realizarea de instalații de automatizare prin forțe proprii, la nivelul celor similare din străinătate. Aceasta a cuprins activitatea de cercetare și proiectare de elemente, echipamente și instalații de automatizare, producția de aparate și echipamente, montarea, reglarea și punerea lor în funcțiune. Asigurarea necesarului întregii economii naționale cu mijloace de automatizare, inclusiv conducerea proceselor tehnologice cu calculatoare electronice, revine în prezent MICMUE prin Centrala Industrială de Electronică și Tehnică de Calcul și Centrala Industrială de Echipamente de Telecomunicații și Automatizări. Producția mijloacelor de automatizare este concentrată actualmente în proporție de circa 85% în întreprinderile centralelor ; restul reprezintă producția de robinete de reglare din cadrul MICMG și, în cadrul altor ministere, unicate sau serii mici pentru necesități proprii (AMC—Otopeni, IRCR—Ploiești în MICh, unități ale MEE etc.). Producția de mijloace de automatizare în cadrul centralelor s-a dezvoltat într-un ritm susținut în ultimii 14 ani. În cursul ultimului cincinal a crescut considerabil diversitatea producției în acest domeniu prin introducerea în fabricație a unui important număr de produse noi realizate în special prin concepție proprie. Nomenclatorul produselor destinate automatizărilor industriale acoperă în prezent în mare măsură necesitățile instalațiilor de automatizare utilizate în țară.

Institutul de Cercetări și Proiectări Automatizări (IPA), care funcționează ca organ de specialitate în cadrul MICMUE, a fost înființat în scopul cercetării și proiectării unitare a echipamentelor și instalațiilor de automatizare, pentru a se crea condițiile necesare introducerii mai intense a automatizării în toate ramurile economiei și exportului de mijloace de automatizare, utilaje și instalații automatizate, cu reducerea importului în acest domeniu. În ceea ce privește proiectarea de instalații de automatizare, s-au realizat în țară, pe baza concepției IPA, instalații de automatizare în valoare de peste 2 miliarde lei, pentru toate domeniile economiei naționale, economisindu-se în acest mod importante tonduri valutare. Putem spune că în prezent sînt create condițiile pentru eliminarea importurilor complexe de instalații de automatizare destinate marilor obiective industriale și pentru realizarea acestora pe baza concepției proprii IPA, utilizînd aparate și echipamente din țară (în proporție de 80—90%), restul fiind import de completare.

În acest scop, s-a inițiat și extins treptat metoda livrărilor complexe de la concepție și pînă la punerea în funcțiune a instalațiilor de automatizare, inclusiv conducerea cu calculatoare de proces. Fluxul de realizare a livrărilor complexe este arătat în figura 1.

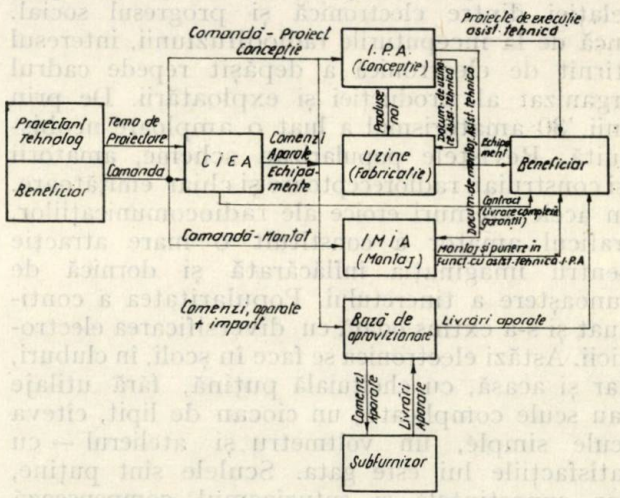


Fig. 1. Fluxul de realizare a livrărilor complexe.

S-au extins, ca urmare a activității de concepție a întregului ansamblu al unei instalații de automatizare, posibilitățile de livrare complexă a instalațiilor de automatizare, satisfăcîndu-se în condiții din ce în ce mai bune cerințele beneficiarilor și asigurîndu-se garanțiile necesare. Astfel, s-au livrat în ultimii ani sau sînt în curs de livrare instalații de automatizare pentru obiective importante din industria chimică — instalațiile componente ale marilor combinate de la Pitești, Rm. Vîlcea, Slobozia, Tg. Mureș ; industria energetică — centrale termice, blocuri energetice, centrale de termoficare ; industria materialelor de construcții — fabrici de ciment de mare capacitate etc. Valoarea livrărilor complexe de instalații de automatizare pe baza proiectelor IPA a crescut în ultimii 10 ani de peste 6 ori, iar importul necesar de completare a scăzut în aceeași perioadă de aproape 4 ori, ceea ce a condus la importante economii valutare. Ca urmare a experienței cîștigate, s-au oferit și livrat din ce în ce mai multe instalații sub formă de livrări complexe la export (fabrici de ciment, agregate termice, instalații petrochimice, silozuri de cereale etc.). Foarte semnificativ este faptul că cea mai mare parte din volumul de export de mijloace de automatizare constă în livrări complexe de instalații de automatizare și nu în export de aparate individuale. Livrarea complexă a instalațiilor de automatizare constituie o etapă superioară din punct de vedere al realizării unei investiții. Existența unui furnizor general, cu răspundere unică, constituie o garanție sigură pentru beneficiar, atît în privința termenelor

de livrare și punere în funcțiune, cît și în privința calității execuției și bunei funcționări a instalației. Pentru furnizorul general, care dispune de o unitate centrală de concepție — IPA —, există posibilitatea de control al instalațiilor care constituie obiectul livrărilor complexe încă de la faza de proiect, avînd posibilitatea să-și asigure din timp rezervarea sau, eventual, dezvoltarea corespunzătoare a capacităților de producție, unificarea de concepție a instalațiilor proiectate și deci o corelare adecvată a planurilor de tipizări și asimilări de produse noi, evident în scopul reducerii prețurilor acestor instalații. În același timp, furnizorul și beneficiarul preîntîmpină diversificarea nerațională a aparaturii și echipamentelor utilizate, risipa nejustificată a fondurilor valutare la import etc.

În afara lucrărilor din cadrul livrărilor complexe pentru automatizarea proceselor industriale, s-au realizat, pe baza proiectelor elaborate de IPA, instalații și echipamente de automatizare fabricate în serie și necesare agregatelor și utilajelor furnizate de industria constructoare de mașini (dintre care pot fi menționate instalații de automatizare pentru mașini-unelte, agregate termice), utilajelor și agregatelor pentru industria petrochimică, a materialelor de construcții, metalurgie, minieră, alimentară, ușoară etc., în aceste domenii realizîndu-se un grad ridicat de unificare și tipizare a soluțiilor și echipamentelor de automatizare.

Ritmul înalt de creștere a dotării economiei naționale cu mijloace de automatizare din țară și reducerea importului au făcut necesare introducerea și extinderea tipizării și unificării soluțiilor în toate domeniile de activitate. Astfel, IPA s-a orientat încă de la început spre utilizarea tipizării și unificării în activitatea de concepție și realizare a proiectelor pentru instalații, a schemelor și ansamblelor, a sistemelor, echipamentelor și elementelor utilizate, precum și în construcția de subansamble, module funcționale, piese, construcții metalice. Concepția de bază a institutului a constat în special în realizarea și folosirea unor sisteme și echipamente unificate ca: sisteme de reglare automată a proceselor tehnologice lente (electronic și pneumatic), reglare automată a proceselor rapide (UNIDIN), serie de variatoare de turație tipizate pentru mașini-unelte, echipamente tipizate de acționări (pînă la 240 kW), comutație statică (UNILOG, USILOG), comenzi numerice (NUMEROM), telemecanică (UNITEL), transmitere de date (TELEROM), semnalizări automate (SEMNAL), conducerea proceselor cu calculator (FELIX C—32P) etc., toate aceste sisteme în fabricație la Întreprinderea de Elemente de Automatizare (IEA), Electrotehnica și IPA.

S-a avut în vedere în cadrul centralelor industriale, în special prin activitatea întreprinderii Automatica, în colaborare cu IPA, și o intensă activitate de tipizare a construcțiilor metalice (dulapuri, panouri, pupitre), ulterior trecîndu-se la tipizări de echipamente. Într-o fază avansată de tipizare se găsesc următoarele construcții și echipamente în fabricație la Automatica: dulapuri electrice de distribuție DISTRIBLOC, dulapuri cu sertare debroșabile, panouri sinoptice și pupitre de comandă echipate cu casete-modul de semnalizare UNIMOD etc.

În privința tipizării detaliilor interioare de echipare a construcțiilor metalice se menționează: generalizarea utilizării elementelor tip de susținere și îmbinare sistem „mecano", generalizarea executării cablajelor tip prin utilizarea jgheaburilor din material plastic și renunțarea la formele de cablu clasice etc. În privința echipamentelor destinate instalațiilor mari și complexe de automatizare care au un caracter de unicat (instalații din industria petrochimică, a materialelor de construcții etc.), tipizarea s-a referit la construcțiile metalice tip (panouri și dulapuri — 9 tipodimensiuni în circa 110 variante) precum și la echiparea acestora pe baza schemelor tip de măsură și reglare (circa 120), în permanență adaptate la cerințele instalațiilor respective.

Este în curs de desfășurare acțiunea de tipizare pentru echipamente de distribuție electrică de joasă tensiune, comenzi și acționări electrice industriale de uz general (panouri și dulapuri), pentru care se preconizează tipizarea a circa 70 de scheme electrice tip și circa 40 de module de echipare.

Pentru montajul instalațiilor de automatizare, preocupările IPA și IMIA au fost îndreptate asupra detaliilor de execuție și mai ales asupra soluționării traseelor de cabluri și conducte de impuls. Activitatea de tipizare în această direcție s-a soldat în final prin adoptarea de soluții tehnice utilizate tot mai mult pe plan mondial și anume prin adoptarea elementelor de trasee tubulare. S-au realizat tipizări de detalii constructive pentru montaj: rastele pentru elemente locale, cutii de comandă locale, cutii de cleme, cutii de protecție (cofrete), detalii de prindere și amplasare interioară în cadrul echipamentelor ce se uzinează etc.

Ca rezultat al activității IPA și al experienței cîștigate în proiectarea și realizarea instalațiilor de automatizare, s-a intensificat acțiunea de tipizare a muncii de concepție, urmărindu-se atît simplificarea documentației de proiectare (creșterea productivității în proiectare), cît și satisfacerea cerințelor întreprinderilor constructoare și de montaj și beneficiarilor de investiții. Astfel, în domeniul schemelor de măsură și reglare s-a urmărit tipizarea acelora care pot fi realizate cu aparatură fabricată în țară din sistemul unificat de reglare electronic (scheme tip pentru măsurarea și reglarea presiunii, temperaturii, debitului etc.). Asemenea scheme tip, executate în diferite variante, funcție de complexitatea circuitului, se ridică în prezent la circa 350. Apreciem că schemele tip pentru

circuite de măsură și reglare, care pot fi realizate integral cu aparatură din țară, au atins un grad de tipizare de circa 70%. În domeniul schemelor de comenzi secvențiale, interblocări și semnalizări s-au tipizat o serie de scheme bazate pe elemente din sistemul unificat USILOG—I și USILOG—E, SEMNAL, pentru comenzi secvențiale, interblocări de motoare de antrenare, comenzi și acționări la grupuri energetice de mare putere, programatoare etc. Apreciem că schemele din acest domeniu au atins un grad de tipizare de 60—65% și acoperă circa 25—30% din situațiile întîlnite curent în activitatea de proiectare. S-au inițiat măsuri de tipizare a schemelor de conexiuni (sub formă tabelară), a șirurilor de conectoare de legătură, specificații tehnice pentru aparatură, programe tip pentru utilizarea calculatoarelor la activitatea de proiectare.

În cele ce urmează vom evidenția, prin cîteva exemple, instalații și echipamente de automatizare realizate prin concepția IPA în țară, pentru principalele ramuri industriale.

În industria chimică și petrochimică au fost realizate și puse în funcțiune, sau sînt în curs de livrare sub formă de livrări complexe pe baza concepției IPA, instalațiile de automatizare pentru liniile de acid sulfuric de la Turnu Măgurele și Năvodari, fabrica de fibre artificiale Brăila, liniile de acid fosforic de la Năvodari și Valea Călugărească, instalațiile de amoniac, uree, acid azotic și azotat de amoniu din cadrul complexului de îngrășăminte azotoase de la Slobozia și instalațiile aferente complexului de îngrășăminte Tg. Mureș, automatizarea instalațiilor de anhidridă ftalică Brazi și negru de fum Pitești, Copșa Mică, instalațiile de automatizare de pe platformele petrochimice și de îngrășăminte chimice Pitești (piroliză, polietilenă, acrilonitril, polistiren), Rîmnicu Vîlcea (sodă, electroliză III, alcooli oxo, PVC monomer și polimer etc.), Borzești, Făgăraș, Arad, Craiova etc.

La instalațiile de automatizare de la Combinatul petrochimic Pitești s-a utilizat aparatură electronică din sistemul unificat de reglare automată a proceselor lente, echipamente de semnalizare din cadrul sistemului de comutație statică UNILOG și USILOG și s-au realizat, împreună cu combinatul, lucrările pentru conducerea cu echipamente de control centralizat și calculatoare electronice a unor procese chimice.

S-au livrat, în acest profil, la export, instalații de automatizare pentru procese de distilație atmosferică în R.D.G., pentru procese de producerea uleiurilor superioare din materii prime de natură parafinoasă în Republica Populară Chineză, pentru instalații de cocsare întîrziată în camere neîncălzite în U.R.S.S. și sînt în curs alte instalații pentru R.P.D. Coreeană, Pakistan etc.

În industria metalurgică trebuie să menționăm gradul înalt de automatizare atins la Combinatul siderurgic Galați. Laminorul de tablă groasă, laminorul slebing, oțelăria din acest combinat sînt realizate cu aparatură modernă de comandă și reglare, cu echipamente de comutație statică, acționări reglabile și calculatoare de proces furnizate de firme din Franța, U.R.S.S., R.F.G. La aceste agregate s-a participat, prin specialiștii noștri, la reglarea și punerea în funcțiune a echipamentelor importate, s-au realizat în țară instalațiile de automatizare pentru cuptorul cu propulsie și cuptoarele de normalizare de la laminorul de tablă groasă, cuptoarele adînci de la laminorul slebing, cuptorul cu propulsie de la laminorul de benzi la cald și cuptoarele clopot de încălzire pentru tablă silicioasă. Sînt în curs de proiectare și fabricație echipamente de acționări reglabile pentru baza de desfacere, linia benzi zincare, laminorul de

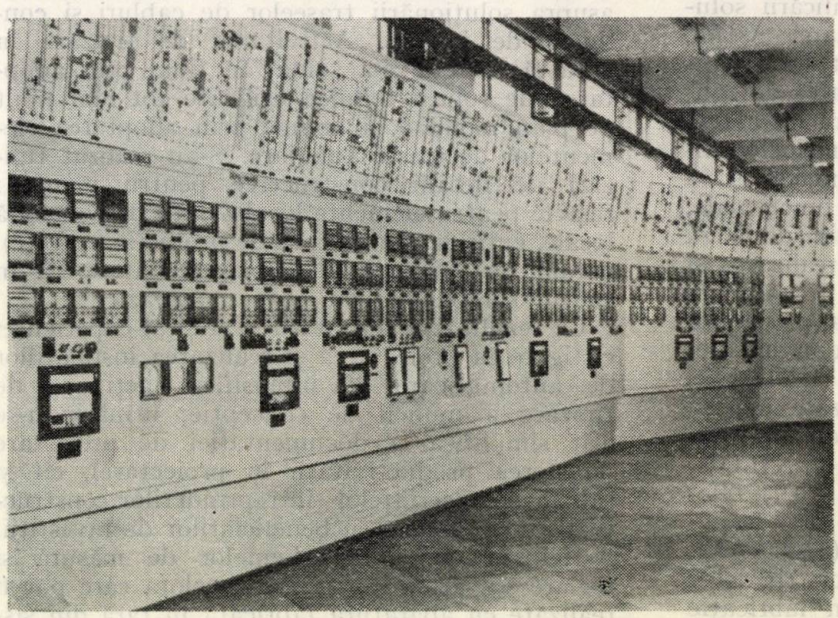


Fig. 2. Camera de comandă piroliză — Pitești.

benzi la rece și cald etc. Toate aceste echipamente vor utiliza soluții constructive și tehnologice tipizate (sertare, plăci, dulapuri), avînd module tiristor tipizate și blocuri electronice de reglare în soluții modulare. În prezent este în curs o acțiune complexă de cercetare, proiectare și dezvoltare a fabricației de echipamente tipizate de acționări reglabile pentru metalurgie, care trebuie să asigure în cincinalul 1976—1980 reducerea substanțială a importului de asemenea echipamente și realizarea lor în țară, cu proiectare-cercetare la IPA și livrare prin Electrotehnica.

Pentru metalurgie și construcții de mașini au fost proiectate și realizate instalații de automatizare pentru cuptoarele de încălzire și tratamente termice de la Întreprinderea de țevi Republica și Roman, Industria Sîrmei—Cîmpia Turzii, Combinatul de aluminiu Slatina, Oțelul Roșu, Grivița Roșie, 23 August, Întreprinderea de boghiuri Balș, instalații de automatizare pentru cuptoare și generatoare în atmosferă controlată din gama tipizată, asimilate și puse în fabricație de serie la Independența—Sibiu. S-au realizat în acest domeniu peste 50 de proiecte cu înalt grad de tipizare și refolosire.

S-au realizat, de asemenea, de către IPA, o serie de convertizoare statice de frecvență variabilă pentru căi cu role la laminoare. Echipamentele conțin blocuri electronice în soluție modulară și scheme tipizate, urmînd a fi fabricate de Electrotehnica. Un astfel de convertizor, de 100 kVA, compus dintr-un redresor comandabil, care asigură o tensiune variabilă de c.c., și un invertor de frecvență variabilă între 7,5 și 75 Hz, destinat alimentării celor 40 de motoare ale unui tren de role de la laminorul de țevi Republica, este în exploatare de peste 4 ani.

S-au realizat, de asemenea, echipamente de acționări în cascadă subsincronă cu tiristoare, utilizate la fabrica de produse carbonoase Slatina, acționări tren finisor laminor Oțelul Roșu etc.

În industria constructoare de mașini, instalațiile de automatizare utilizate au un specific foarte variat. Se poate vorbi de echipamente de reglare automată procese lente și rapide din sectoarele de prelucrări la cald, comandă numerică și program pentru conducerea producției sau automatizarea mașinilor-unelte și agregate-

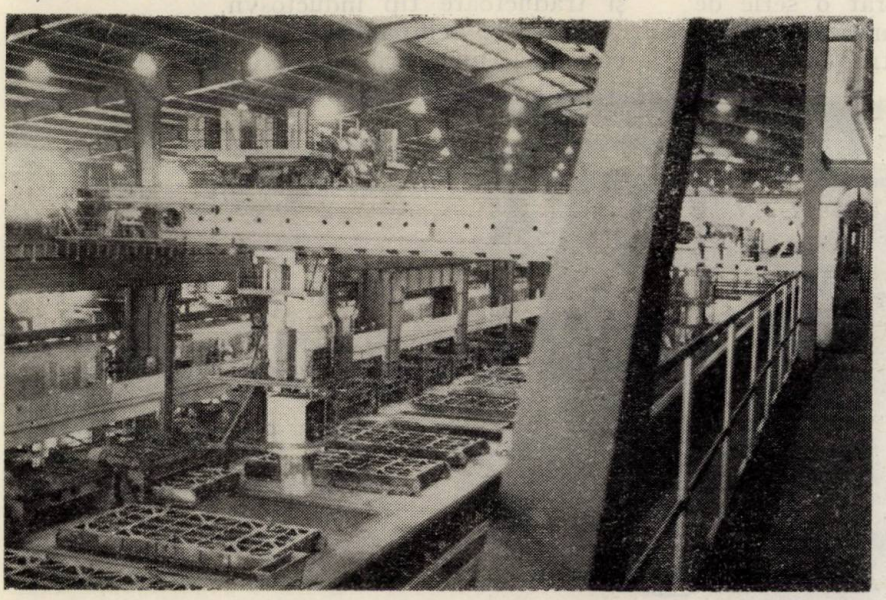
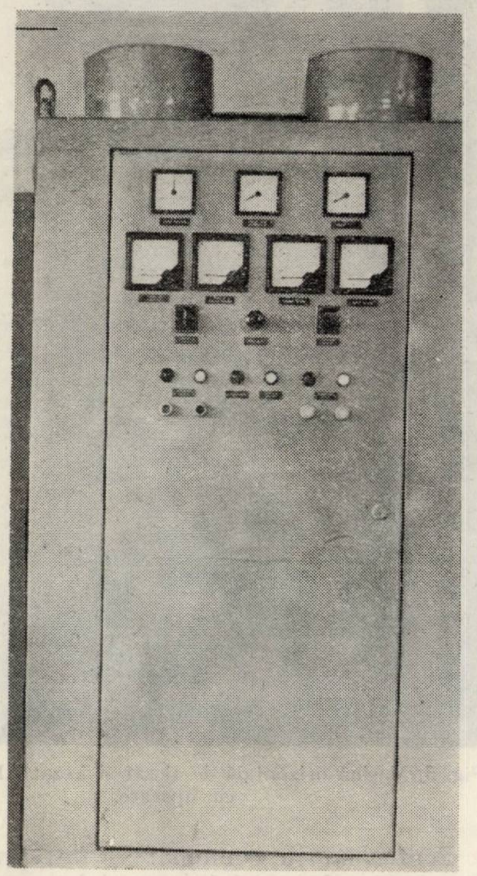
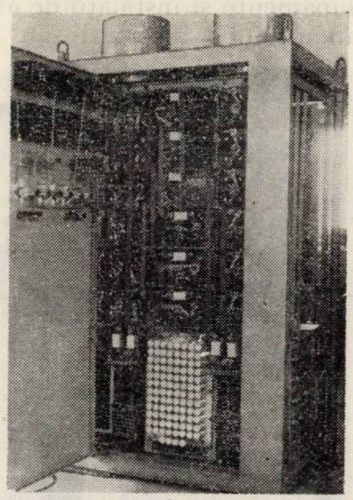


Fig. 3. Cuptoare adînci — laminor slebing CSG.



a)



b)

Fig. 4. Convertizor static de frecvență 100 kVA:

a — vedere din față; *b* — vedere din spate.

lor din sectoarele mecanice, instalații de centralizare și înregistrare a producției, instalații de control automat și sortare, instalații de condiționare și climatizare pentru industria de componente electronice etc.

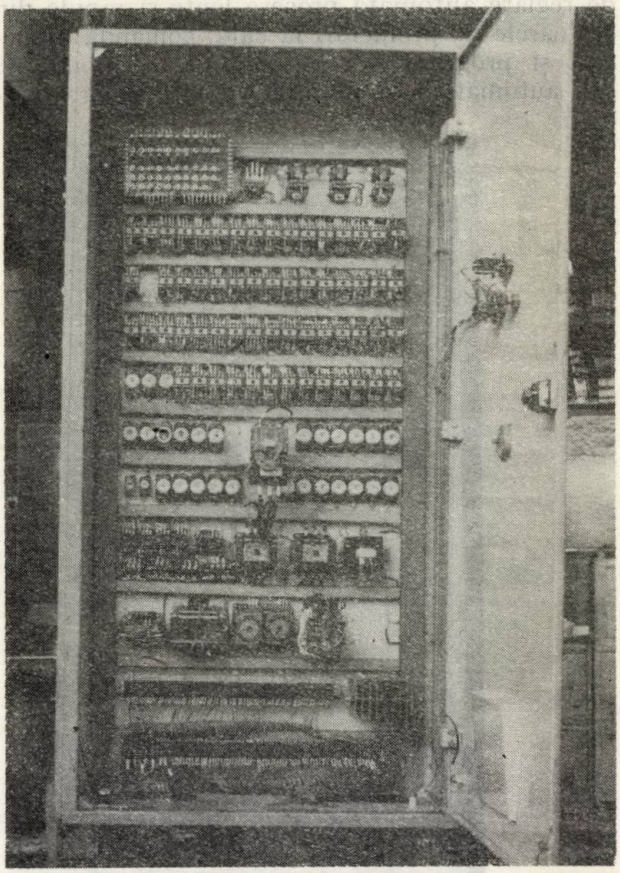


Fig. 5. Mașină orizontală de alezat și frezat AF 100. Dulap cu aparate.

Pentru marile combinate și întreprinderi constructoare de mașini s-au elaborat o serie de echipamente și instalații de automatizare pentru standurile de încercări sau pentru conducerea producției cu calculatoare — ca spre exemplu la Întreprinderile de mașini grele București și Reșița, Tractorul—Brașov etc.

În domeniul automatizării mașinilor-unelte, IPA a adus o contribuție importantă care a fost axată îndeosebi pe automatizarea mașinilor convenționale, acționarea electrică reglabilă și comanda numerică — activități importante cuprinse în programul prioritar privind dezvoltarea fabricației de mașini-unelte.

Dintre familiile de mașini-unelte mai importante, ale căror instalații electrice și de automatizare s-au proiectat de IPA, se numără : mașini de rectificat — interior, plan, fără centre, mașini orizontale de alezat și frezat, strunguri carusel, freze portal, strunguri paralele și revolver, centre de prelucrare etc.

Gradul de echipare cu instalații de automatizare al mașinilor-unelte fabricate în țară este ridicat. Astfel pot fi menționate mașinile de alezat și frezat care utilizează echipamente standard de comandă numerică (CN) cu traductoare incrementale tip NUMEROM 111—1, sau cu sistem de măsură analogic ciclic-absolut tip NUMEROM 221—3, strungurile carusel cu echipamente standard CN cu schemă de compensare electronică a erorilor și traductor de tip numeric absolut NUMEROM 123 — 2, strungul revolver SR—100 NC cu echipamente CN cu sistem de măsură analogic absolut NUMEROM 224—4, freze verticale FV—500 NC cu echipament standard NUMEROM 221—3 cu sistem de măsură ciclic absolut, GP—45 cu echipament CN standard de poziționare manuală tip NUMEROM 310—1 sau pe bandă tip NUMEROM 111—1 etc. La o gamă largă de mașini-unelte se utilizează echipamente moderne de afișaj numeric al cotelor tip NUMEROM 201—1, NUMEROM 301—1 — cu circuite integrate și traductoare incrementale, sau NUMEROM 301—3 — cu circuite integrate și traductoare tip inductosyn.

Seria de echipamente de afișaj de cotă și comandă numerică tip NUMEROM este în

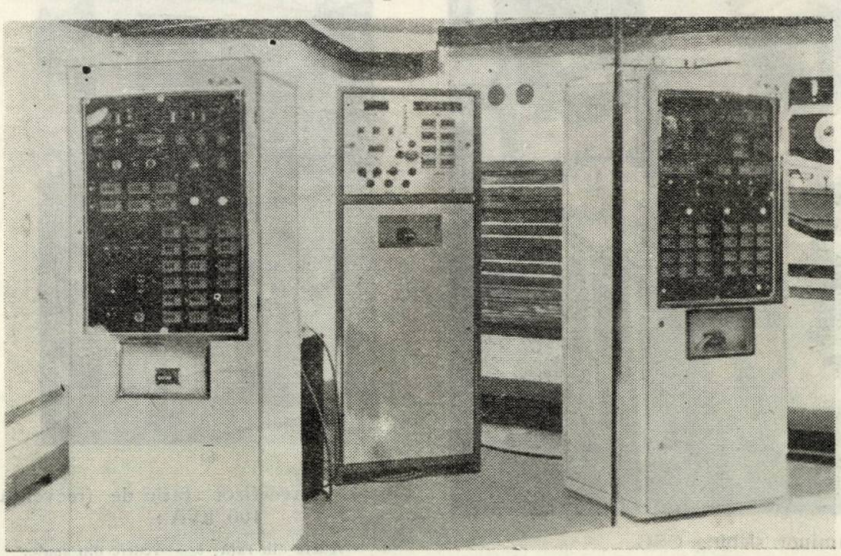


Fig. 6. Echipamente de comandă numerică NUMEROM.

fabricație de serie la Întreprinderea de Elemente de Automatizare și la IPA. În prezent se efectuează la IPA cercetări de amploare pentru elaborarea seriei standard de echipamente de conturare NUMEROM 300.

În dotarea mașinilor-unelte s-au introdus echipamente de control activ și de programare a avansurilor la mașini de rectificat, echipamente de acționări electrice reglabile comandate prin tiristoare la mașini de rectificat și strunguri

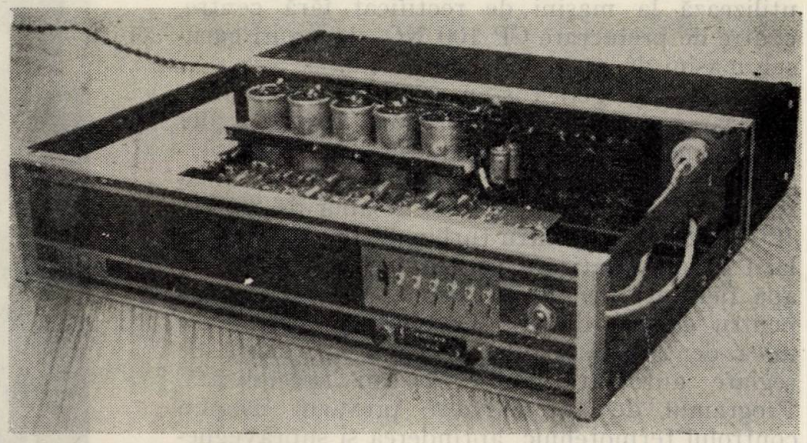


Fig. 7. Echipament de afișare numerică a cotei NUMEROM 301—1.

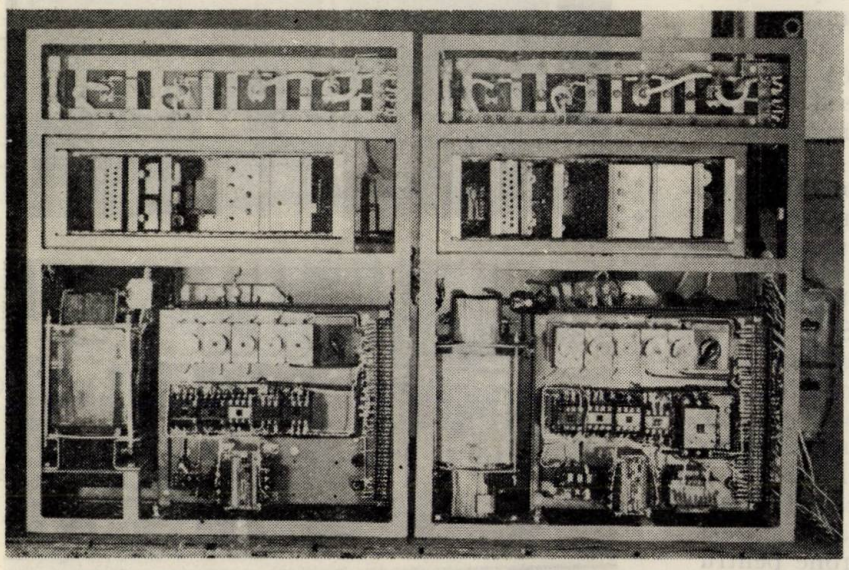


Fig. 8. Variator de turație din seria tipizată.

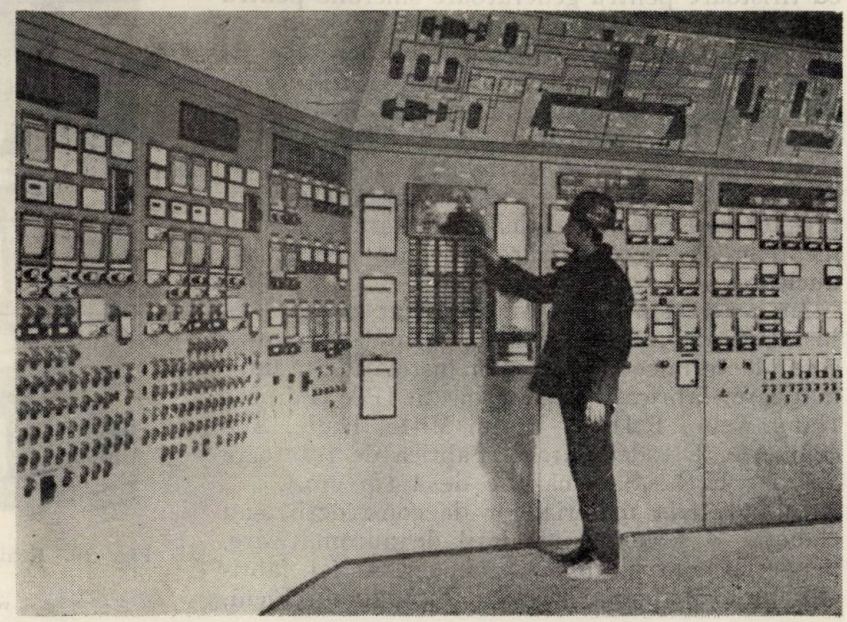


Fig. 9. Camera de comandă pentru cazan abur 50 t/h — CICh Roznov.

carusel etc. Seria de variatoare de turație tipizate cu tiristoare, elaborată pentru mașini-unelte, conține elemente constructive tipizate (sertare, plăci, conectoare), blocuri electronice de reglare în soluție modulară tipizată și se utilizează la mașini de rectificat fără centre, centre de prelucrare CP 100 NC, strunguri carusel, mașini de găurit GP 45 NC etc.

Pentru energetică s-au realizat proiectarea, fabricarea și punerea în funcțiune a instalațiilor de automatizare aferente agregatelor termoenergetice. Astfel, s-au realizat instalații de automatizare pentru seria de cazane de abur de 20, 50, 120 și 420 t/h și pentru turbinele aferente, instalații de automatizare pentru seria de cazane de apă fierbinte de 25, 50, 100 Gcal/h, precum și pentru cazane de apă fierbinte de capacitate mică de 2, 3, 5 Gcal/h, utilizînd aparatură de reglare automată unificată sau specializată. Programul de automatizare prevăzut asigură controlul termotehnic, aprinderea și supravegherea automată a flăcării, protecția automată și reglarea automată a parametrilor principali. Grupuri termoenergetice cu asemenea instalații funcționează la un număr foarte mare de centrale ca Turnu Măgurele, Suceava, Călărași, Pitești, Buzău, Iași, Săvinești.

Menționăm automatizarea grupurilor de 50 MW, comutația statică în circuitele secundare, necesare schemelor de comandă, control și semnalizare ale întreruptoarelor și separatoarelor din centralele și stațiile electrice (echipamente UNILOG—CELESTA) realizate prin proiecte ISPE și IPA pentru termocentrala Palas, în funcțiune din 1970, lucrările de automatizare pentru grupurile de 300 MW care se realizează de colective mixte de proiectare IPA—ISPE și care cuprind echipamente de comutație statică USILOG—E și aparatură de reglare automată fabricată în țară. S-au realizat echipamente de excitație statică cu tiristoare pentru generatoare sincrone pentru hidrocentrala Bacău II, precum și echipamente de excitație statică pentru turbogeneratorul de 60 MW din centrala Palas—Constanța. În prezent sînt în curs de asimilare industrială, la Electrotehnica și IPA, echipamentele de excitație statică pentru grupurile de 50 MW și 300 MW. Sînt de asemenea în curs de desfășurare acțiuni pregătitoare pentru fabricarea în țară a echipamentelor de automatizare aferente centralelor nucleare.

În acest domeniu s-au exportat o serie de instalații de automatizare pentru agregate și centrale termice echipate cu instalații de automatizare, fabricate după proiecte IPA (Egipt—Hamrawein; R.D.G.—Berlin Mitte, Halle, Altchemnitz, Dresden; Iran—Fabrica de tractoare Tabriz; U.R.S.S. — cazane de 4 t/h etc.).

În industria materialelor de construcții s-au elaborat o serie de instalații de automatizare, în special pentru fabrici de ciment. Astfel, fabricile de la Medgidia, Bîrsești, Cîmpulung, Fieni,

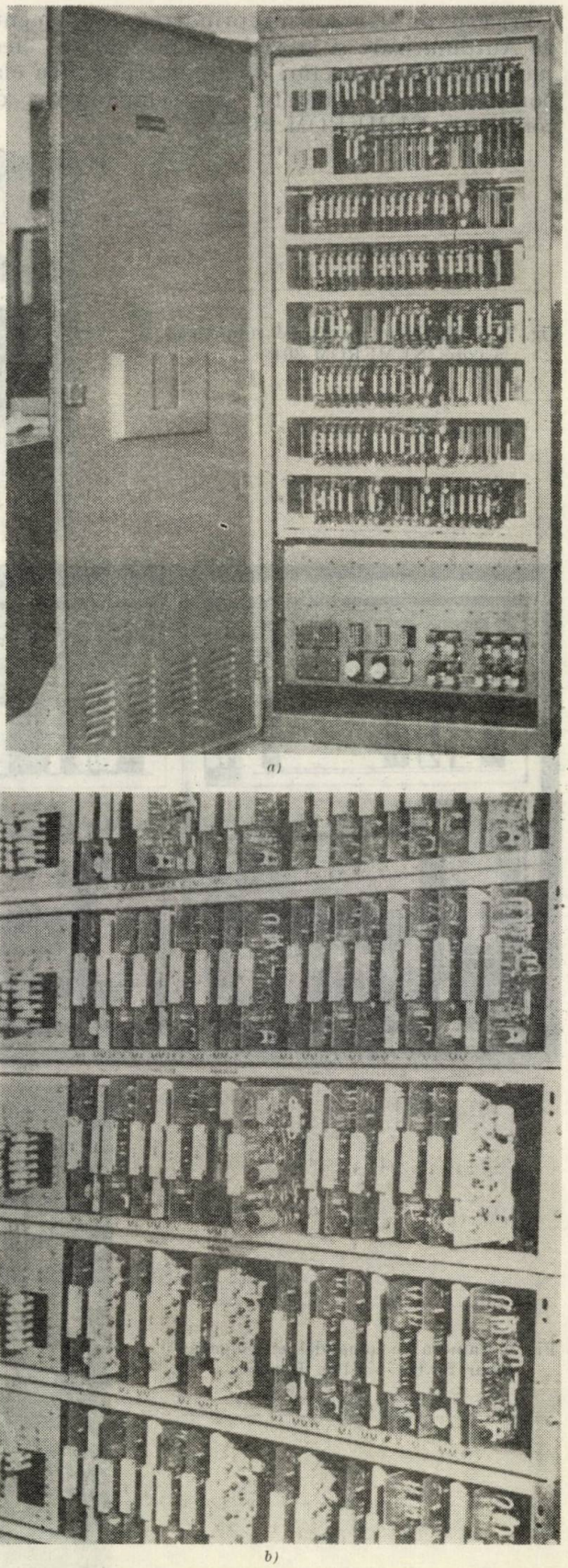


Fig. 10. Echipamente USILOG—E pentru centrala Tg. Mureș:
a — vedere a dulapurilor; *b* — detaliu echipamente.

Hoghiz sînt echipate sau în curs de echipare cu instalații de automatizare și echipamente de acționări electrice reglabile fabricate în țară. De menționat că liniile de ciment de mare capacitate de la Fieni și Hoghiz vor fi dotate cu cal-

Pentru transportul feroviar s-au realizat o serie de echipamente pentru locomotive Diesel electrice și hidraulice (supraveghetoare de flacără, regulatoare și convertizoare, dispozitive de protecție și antipatinaj), echipamente de dis-

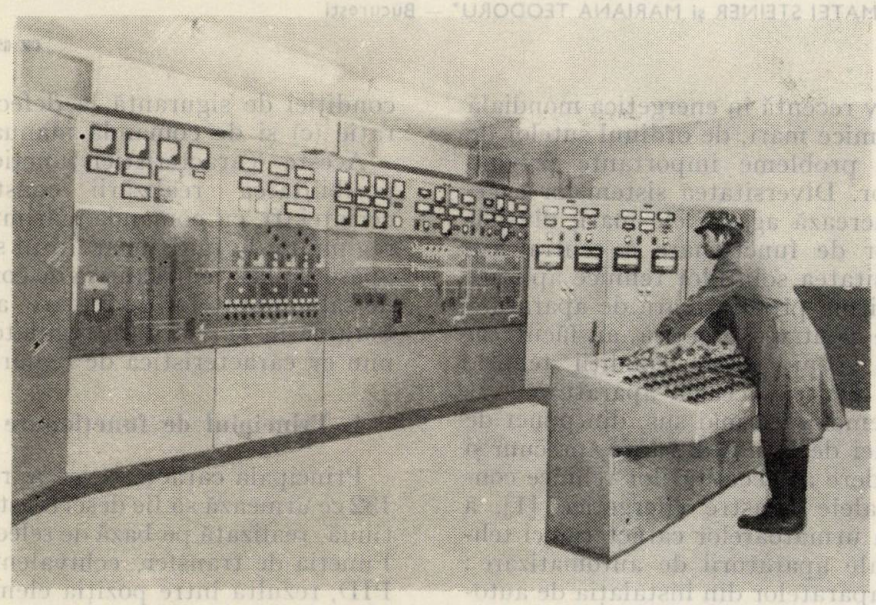


Fig. 11. Camera de comandă la o fabrică de ciment.

culatoare de proces, la Hoghiz fiind în curs de introducere un calculator de proces de producție românească — FELIX C-32P, a cărui concepție aparține IPA, în colaborare — pentru unitatea centrală — cu ITC.

S-au realizat exporturi de instalații de automatizare pentru fabrici de ciment în R.S.F.I., ca : Pljevlja, Koromaćno, Lucavać.

Pentru industria minieră s-au realizat instalații de automatizare pentru extracția și prelucrarea minereurilor de fier, metalelor neferoase, cărbunelui. Pentru industria ușoară, accentul s-a pus în special pe instalațiile de automatizare și condiționare a aerului în fabrici de țesături, programatoare automate cu elemente de comutație statică pentru benzi transportoare etc. În industria alimentară s-au realizat instalații de automatizare pentru mori de mare capacitate, fabrici de bere, fabrici de zahăr etc. Pentru agricultură s-au realizat instalații de automatizare pentru sere legumicole, sisteme de irigații, desecări. S-au realizat, de asemenea, o serie de echipamente pentru export în Iran — silozuri de cereale și depozite frigorifice, R. P. Bulgaria — linii de uscat tutun etc.

pecer pentru calea ferată, echipamente de telemecanizare pentru linii electrificate, convertizoare statice de 50/75 Hz, 5 kVA, pentru alimentarea instalațiilor CED pe liniile electrificate etc. Pentru transportul rutier s-au realizat instalații de automatizare pentru dirijarea traficului în intersecții și pe magistrale (echipamente undă verde) etc.

★

Pe baza rezultatelor obținute și a experienței cîștigate în realizarea instalațiilor de automatizare, în cadrul MICMUE—IPA a fost elaborat de curînd un program de perspectivă pe perioada 1974—1980 privind tipizarea mijloacelor de automatizare. Punerea în aplicare a acestui program, a cărui coordonare și realizare revin Institutului de Cercetări și Proiectări Automatizări, corelat cu asimilarea de noi elemente, echipamente și instalații de automatizare prevăzute pentru cincinalul 1976—1980, va permite asigurarea întregului necesar al economiei naționale cu mijloace de automatizare moderne, de înaltă tehnicitate, cu un grad avansat de unificare și tipizare și care să asigure o fiabilitate ridicată în funcționarea obiectivelor industriale.

Regulator cu ieşire discontinuă pentru automatizarea grupurilor energetice mari

HARI HERŞCOVICI, MATEI STEINER şi MARIANA TEODORU* — Bucureşti

CZ 621.316.71 : 621.3.078 : 621.311

Apariţia relativ recentă în energetica mondială a agregatelor termice mari, de ordinul sutelor de MW, a generat probleme importante privind automatizarea lor. Diversitatea sistemelor energetice în care lucrează agregatele mari, diversitatea regimurilor de funcţionare a centralelor, precum şi diversitatea soluţiilor tehnice aplicate de principalele firme producătoare de aparatură de automatizare pentru energetică, au făcut ca, pînă în prezent, să nu existe condiţii tehnice general valabile pentru această aparatură.

Analiza problemelor de mai sus, din punct de vedere al tradiţiei de la noi din ţară, precum şi din punct de vedere al necesităţilor tehnice concrete din centralele noastre energetice [1], a permis stabilirea următoarelor caracteristici tehnice principale ale aparaturii de automatizare :

a) defectarea aparatelor din instalaţia de automatizare nu trebuie să conducă la oprirea agregatului sau la situaţii periculoase ;

b) regulatorul trebuie să emită semnal de comandă numai în regim tranzitoriu ;

c) regulatorul nu trebuie să intre în saturaţie pentru întregul domeniu de funnctioare a agregatului ;

d) transferul funcţionării automat-manual şi invers trebuie să se facă fără şoc şi fără echilibrare prealabilă ;

e) circuitul de reglare cu caracteristică PID să nu necesite reacţie de poziţie de la elementul de execuţie ; organul de execuţie trebuie să fie dotat cu motor electric ;

f) construcţia aparaturii trebuie astfel realizată încît să se încadreze în modul de organizare a camerelor de comandă, şi anume să permită comanda mărimii de referinţă şi a regimului de funcţionare automat-manual de la distanţă ;

g) realizarea aparaturii să fie bazată pe module demontabile, care să permită verificarea şi depanarea rapidă a aparatelor.

Dacă cerinţele de la punctele d, e, g nu impun elaborarea unui regulator cu o structură anumită, în schimb celelalte cerinţe, şi în special de la punctele a, b, c, impun ca structura regulatorului să fie discontinuă.

Cele mai eficiente regulatoare discontinue sînt cele cu ieşire pe relee. Aceste regulatoare permit comanda nemijlocită a motoarelor electrice, nu emit semnal de comandă la echilibrul circuitului de reglare şi îngăduie realizarea relativ simplă a condiţiei de siguranţă la defectare (a), de saturaţie (c) şi de comandă manuală prioritară (d).

Aceste caracteristici funcţionale, asociate cu posibilitatea realizării constructive conform cerinţei (f), cu comanda mărimii de referinţă şi a regimului de funcţionare prin simple butoane de apăsare plasate în camera de comandă, distanţată de sala aparatelor de reglare, au determinat elaborarea în IPA a unui regulator de tip discontinuu cu caracteristică de reglare PID.

1. Principiul de funcţionare

Principala caracteristică a regulatorului ELC 132 ce urmează să fie descris este ieşirea sa discontinuă, realizată pe bază de relee electromagnetice. Funcţia de transfer, echivalentă unui regulator PID, rezultă între poziţia elementului de execuţie, considerată ca mărime de ieşire şi mărimea de acţionare.

Structura unui regulator de acest tip corespunde schemei bloc din figura 1. În fond este vorba de un regulator tripoziţional, prevăzut cu o reţea de reacţie negativă, conectată la o sursă de tensiune continuă printr-un contact suplimentar al releelor de ieşire. Tensiunea crescătoare la bornele condensatorului C_i, din reţeaua de reacţie, se înseriază cu semnalul de intrare în regulator (mărimea de acţionare) pînă la atingerea valorii de declanşare a releului respectiv.

Din acest moment capacitatea se descarcă exponenţial pe o rezistenţă R_1 pînă cînd diferenţa dintre tensiunea de intrare şi cea de reacţie redevine, eventual, din nou egală cu pragul de anclanşare X_a al releului. Durata de atragere a

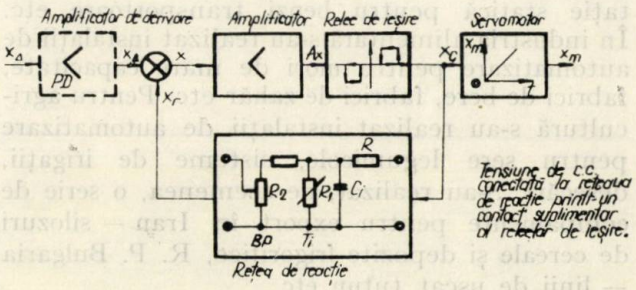


Fig. 1. Schema-bloc a regulatorului PI (PID).

releului, durata sa de cădere şi frecvenţa impulsurilor rezultate depind de mărimea semnalului de intrare, de forma sa, precum şi de caracteristicile circuitului de reacţie şi de valoarea tensiunii de reacţie aplicate. Încărcarea capacităţii C_i se face numai corespunzător mărimii de acţionare,

* Dr. ing. *H. Herşcovici*, ing. *M. Steiner* şi fiz. *M. Teodoru* lucrează la Institutul de cercetări şi proiectări automatizări (IPA).

indiferent de durata aplicării ei, fapt care elimină pericolul saturației rețelei de reacție.

Parametrii de acord ai regulatorului se determină în corelație cu deplasarea servomotorului electric comandat de regulator, prin aproximarea cursei de deplasare în trepte cu o dreaptă echivalentă și prin analogie cu modul de determinare a parametrilor la regulatoarele continue (fig. 2).

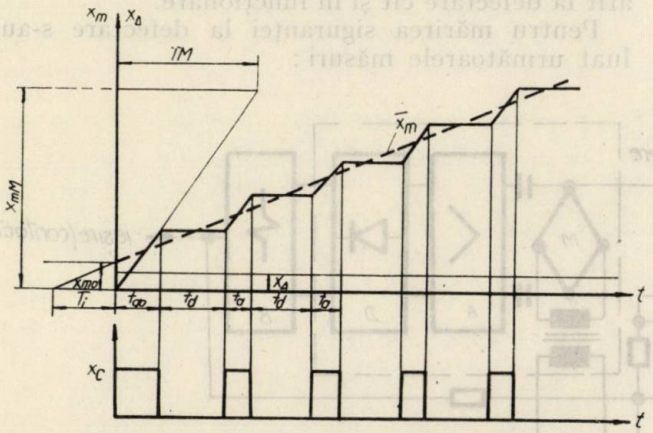


Fig. 2. Răspunsul regulatorului cu ieșire discontinuă la semnal treaptă la intrare :
X_c — impulsuri de comandă la ieșirea regulatorului ; X_m — deplasarea motorului ; X_{mM} — cursa completă a motorului ; $\overline{X_m}$ — deplasarea medie a motorului ; T_M — timpul necesar pentru cursa completă a motorului ; X_Δ — mărimea de acționare.

În aceste condiții, parametrii de acord ai regulatorului se determină pe baza relațiilor [3,6] :

$$T_i = t_d\left(\frac{t_{a0}}{t_a} - \frac{1}{2}\right), \tag{1}$$

$$BP = \frac{X'_\Delta\, T_M\left(1 + \frac{t_d}{t_a}\right)}{t_d\left(\frac{t_{a0}}{t_a} - \frac{1}{2}\right)}, \tag{2}$$

unde :

$$X'_\Delta = \frac{X_\Delta}{D_i} \cdot 100, \tag{3}$$

D_i fiind domeniul de variație a mărimii de intrare (0,4...2 V).

Studiul teoretic [3,6] arată o neliniaritate foarte pronunțată a parametrilor de acord, în funcție de mărimea de acționare. Cîteva curbe tipice sînt prezentate în figura 3.

Deși această neliniaritate pare, la prima vedere, ca fiind o dificultate pentru proiectanții și operatorii instalațiilor de automatizare, atît literatura de specialitate [6] cît și experimentările noastre [5] au arătat că, dimpotrivă, neliniaritatea parametrilor de acord este o calitate importantă a acestor tipuri de regulatoare. Explicația constă în faptul că regulatorul răspunde — datorită acestei neliniarități — foarte energic la mărimi de acționare mari și, dimpotrivă, răspunde fără suprareglări importante la mărimi de acționare mici. Cu alte cuvinte, pe măsură ce mărimea de acționare este corectată, răspunsul regulatorului se adaptează, astfel ca, în apropierea mărimii de acționare nule, să răspundă foarte slab, evitînd astfel suprareglarea.

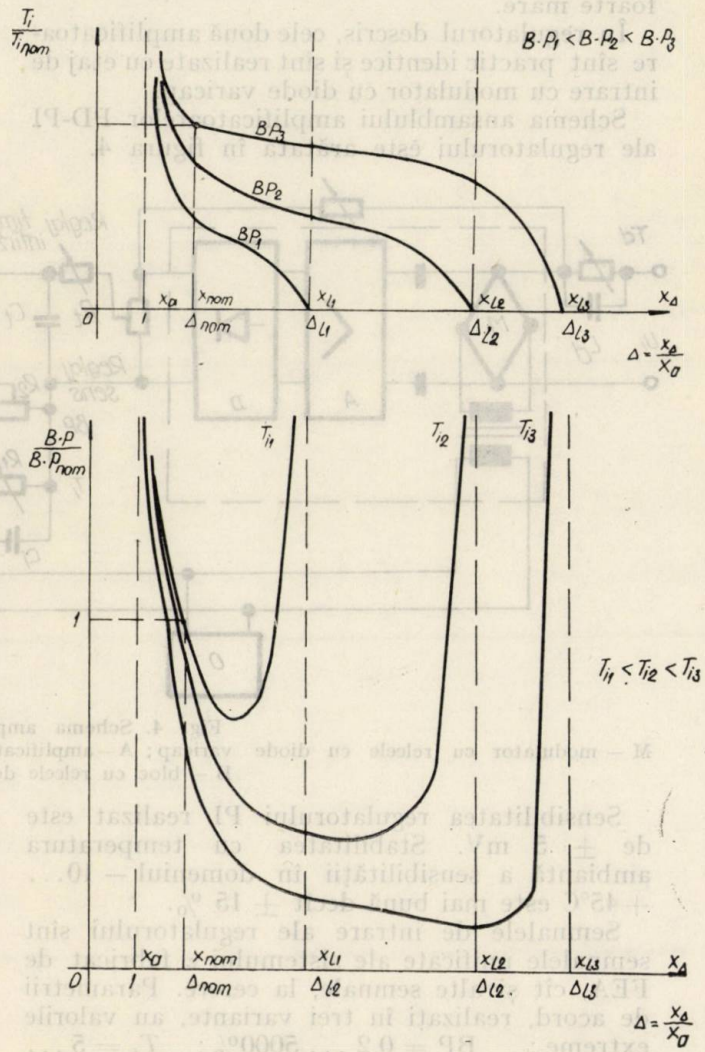


Fig. 3. Curbele parametrilor de acord ai regulatorului cu ieșire discontinuă :
BP_{nom}, T_{inom} — valorile nominale înscrise pe scala gradată a regulatorului ; X_{nom} — valoarea mărimii de acționare la care se face definirea parametrilor ; Δ_{nom} — mărimea de acționare relativă în punctul de definire a parametrilor ; Δ_{li} — mărimea de acționare relativă, la limită (contact permanent la ieșirea regulatorului).

Destinația regulatorului realizat fiind procesele tehnologice lente, circuitul de reacție (reglabil) trebuie să aibă o constantă de timp maximă de ordinul zecilor de minute. Aceasta este obținută cu valori de rezistențe relativ mari, fapt care are drept consecință necesitatea elaborării unui amplificator cu rezistență de intrare foarte mare.

Pentru a realiza funcția de transfer PID, așa cum se arată în figura 1, se anexează regulatoru-

lui PI un preamplificator PD, în care acţiunea proporţională are valoarea doi. Preamplificatorul PD trebuie să realizeze de asemenea o constantă de timp de ordinul zecilor de minute, deci necesită un amplificator cu rezistenţă de intrare foarte mare.

În regulatorul descris, cele două amplificatoare sînt practic identice şi sînt realizate cu etaj de intrare cu modulator cu diode varicap.

Schema ansamblului amplificatoarelor PD-PI ale regulatorului este arătată în figura 4.

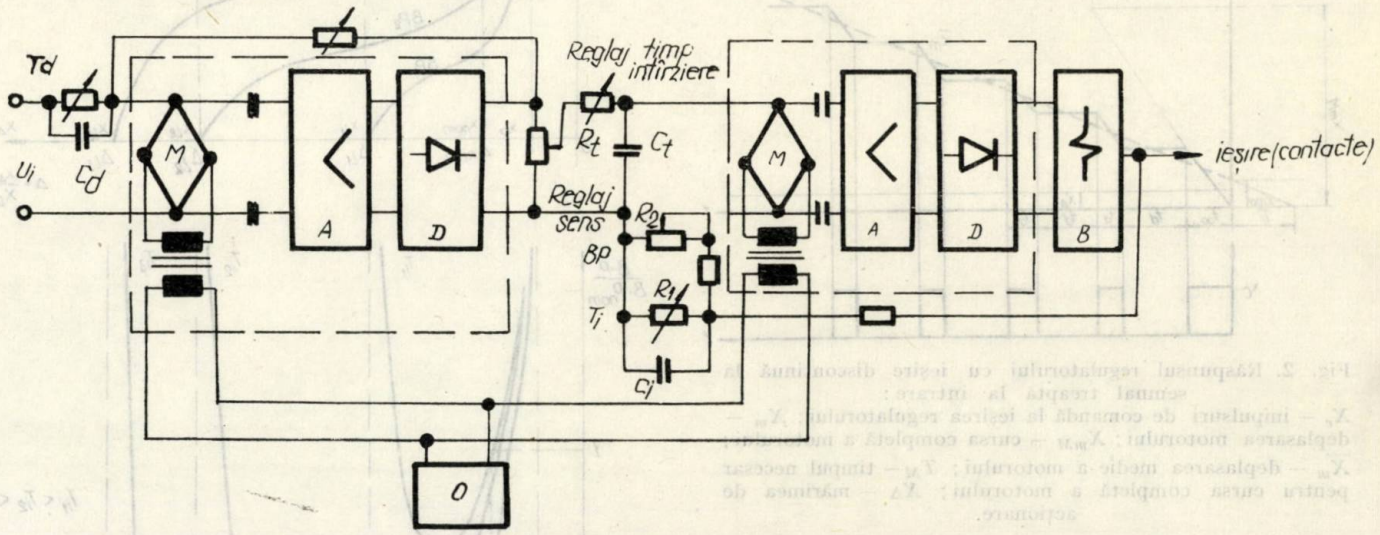


Fig. 4. Schema amplificatoarelor PD-PI :
M — modulator cu releele cu diode varicap ; A — amplificator de tensiune alternativă ; D — detector sensibil la fază ; B — bloc cu releele de ieşire ; O — oscilator.

Sensibilitatea regulatorului PI realizat este de $\pm$ 5 mV. Stabilitatea cu temperatura ambiantă a sensibilităţii în domeniul — 10... + 45°C este mai bună decît $\pm$ 15 %.

Semnalele de intrare ale regulatorului sînt semnalele unificate ale sistemului ε fabricat de FEA, cît şi alte semnale, la cerere. Parametrii de acord, realizaţi în trei variante, au valorile extreme : BP = 0,2 ... 5000% ; T_i = 5 ... ... 1800 s ; T_d = 0 ; 5...900 s.

2. Structura buclei de reglare

În circuitele de reglare, regulatorul descris funcţionează împreună cu aparatele :

— bloc de referinţă cu motor (BRM) ;

— bloc comandă de la distanţă (BCD),

precum şi cu :

— butoane, chei şi elemente de măsură şi semnalizare, montate pe pupitrul central ;

— bloc de execuţie.

Primele două aparate, elaborate de asemenea în IPA, permit, primul, comanda la distanţă a mărimii de referinţă a regulatorului, pe baza unui potenţiometru cu motor şi a unor circuite electronice destinate elaborării semnalului unificat corespunzător, iar al doilea, comanda manuală a buclei de reglare şi transferul funcţionării de pe automat pe manual sau invers.

Schema-bloc a unui circuit de reglare, dotat cu regulatorul ELC 132 şi blocurile BRM şi BCD, este arătată în figura 5.

3. Fiabilitatea

În cursul proiectării regulatorului s-a urmărit asigurarea unei siguranţe mărite a acestuia, atît la defectare cît şi în funcţionare.

Pentru mărirea siguranţei la defectare s-au luat următoarele măsuri :

— ca elemente de ieşire s-au utilizat relee electromagnetice, care permit realizarea unei scheme cu siguranţă la defectare ;

— comanda elementelor de ieşire se face cu un semnal amplificat în curent alternativ şi redresat. Prin evitarea amplificatoarelor de curent continuu şi a tranzistoarelor în regim de comutaţie s-a exclus posibilitatea acţionării false a elementelor de ieşire în urma străpungerii sau întreruperii vreunui element activ (diodă sau tranzistor) din etajele de amplificare ;

— s-a prevăzut un dispozitiv de blocare a ieşirii regulatorului în cazul defectării punţii modulatoare ;

— regulatorul dă semnal la ieşire numai în regim tranzitoriu, astfel că întreruperea alimentării nu duce la modificarea poziţiei organului de execuţie.

Pentru a mări siguranţa în funcţionare s-au luat următoarele măsuri :

— s-au utilizat în exclusivitate elemente semiconductoare cu siliciu ;

— elementele semiconductoare şi rezistenţele au fost utilizate cu rezervă mare în privinţa tensiunii de alimentare şi puterii disipate ;

— s-a evitat utilizarea condensatoarelor electrolitice cu aluminiu în blocurile funcţionale.

Pe baza măsurilor descrise, fiabilitatea calculată a aparatelor a rezultat, pentru situaţia cea

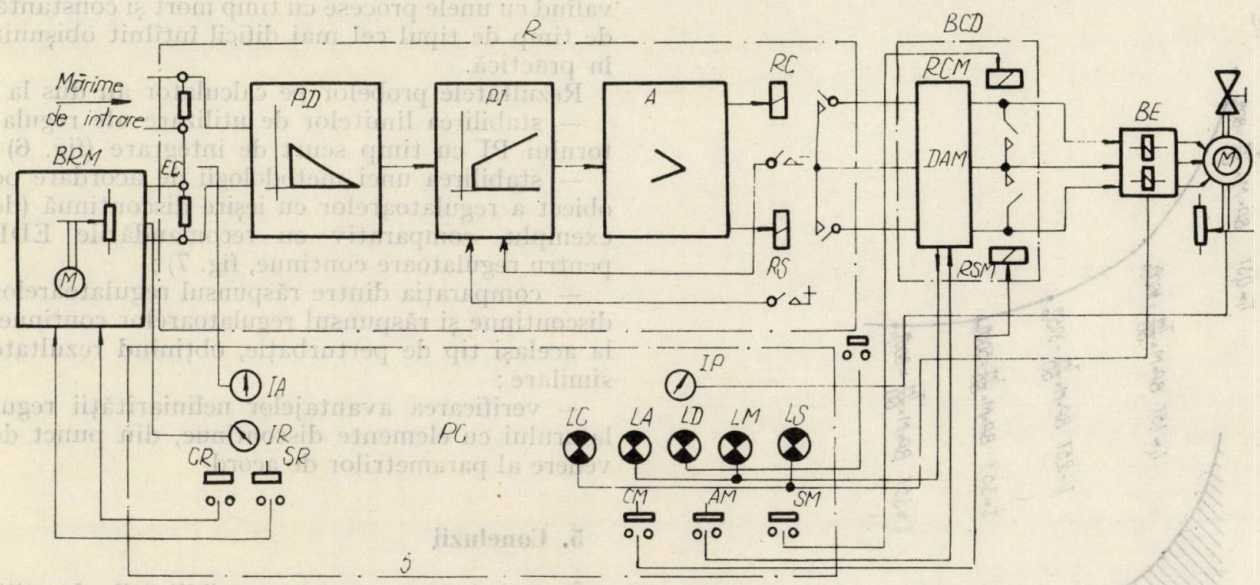


Fig. 5. Circuit de reglare echipat cu regulatorul cu ieşire discontinuă :
BRM — bloc referinţă cu motor; R — regulator; BCD — bloc comandă de la distanţă; BE — bloc de execuţie; PC — pupitru de comandă; EC — element de comparaţie; PD — bloc PD; PI — bloc PI; A — bloc amplificare; RC, RS — relee de ieşire (comanda „creşte-scade"); DAM — distribuitor automat-manual; RCM, RSM — relee pentru comandă manuală „creşte-scade"; IA — instrument pentru afişarea semnalului de acţionare; IR — idem, de referinţă; IP — idem, pentru indicarea poziţiei organului de execuţie; CR, SR — butoane pentru comanda „creşte-scade" a referinţei; LA, LM — lămpi de afişare a stării distribuitorului automat-manual; LC, LS — lămpi pentru confirmarea executării comenzilor; CM, SM — butoane pentru comanda manuală a ieşirii regulatorului; AM — buton pentru comanda distribuitorului automat-manual; LD — lampă semnalizare, „regulator deconectat".

mai defavorabilă, de ordinul a peste 10 000 ore timp mediu între două defecţiuni. Cu precauţii suplimentare în ceea ce priveşte furnizorii unora dintre componente, fiabilitatea calculată poate atinge 60 000 ore timp mediu între două defecţiuni.

4. Experimentări

Regulatorul şi celelalte două blocuri elaborate au fost supuse unor experimentări funcţionale, atît în laborator cît şi într-o centrală termoelectrică. Pe parcursul acestor probe, aparatele au satisfăcut şi probe de durată de ordinul a 1 000 ore de funcţionare practic continuă în laborator şi 1 500 ore în exploatare industrială.

Probele de laborator au constat în ridicarea caracteristicilor statice şi dinamice ale aparatelor, comparativ cu aparate similare din import.

În cadrul probelor statice s-au ridicat o serie de familii de caracteristici care evidenţiază variaţia parametrilor de acord, funcţie de mărimea de intrare [4].

S-a constatat astfel că alura curbelor de variaţie timp de integrare efectiv/timp de integrare nominal, funcţie de mărimea de acţionare, este aceeaşi, cu deosebire că la regulatorul IPA caracteristicile sînt mai apropiate de cele din literatură (teoretice). Aceeaşi deosebire se constată şi la curbele benzii de proporţionalitate.

Din punct de vedere al neliniarităţii caracteristicilor, se constată că la regulatorul IPA mărimea de acţionare limită (valoarea la care regulatorul prezintă contact permanent la ieşire) este mai mică şi că răspunde mai energic la valori mari ale abaterii de reglare decît regulatoarele din import măsurate.

În ceea ce priveşte pragul de anclanşare şi durata minimă a impulsurilor de la ieşire, regulatoarele comparate sînt practic identice.

Referitor la modul de definire a parametrilor de acord, s-a verificat că regulatorul IPA satisface valorile proiectate, respectiv că definirea acestora se face la o abatere de 1 — 1,5 pragul de sensibilitate.

De asemenea, familia de caracteristici ridicate la regulatorul IPA a confirmat concluziile teoretice referitoare la faptul că interdependenţa parametrilor este mult mai redusă la mărimi de acţionare mici. Astfel, se constată că, în apropierea pragului de anclanşare, variaţia parametrilor de acord (BP funcţie de T_i sau invers) nu depăşeşte 20 %.

Verificarea dinamică a regulatorului construit a fost făcută prin cuplarea sa cu un calculator analogic, calculator pe care s-au simulat în timp real funcţii de transfer ale unor obiecte de reglare cu constante mari de timp. Lucrarea a constat în trasarea a sute de curbe de răspuns, simulînd tot atîtea situaţii concrete din practică, fapt care ar fi fost imposibil de realizat în condiţii de exploatare industrială.

Procesele tehnologice simulate pe calculator au fost de ordinul maxim cinci, aceasta echi-

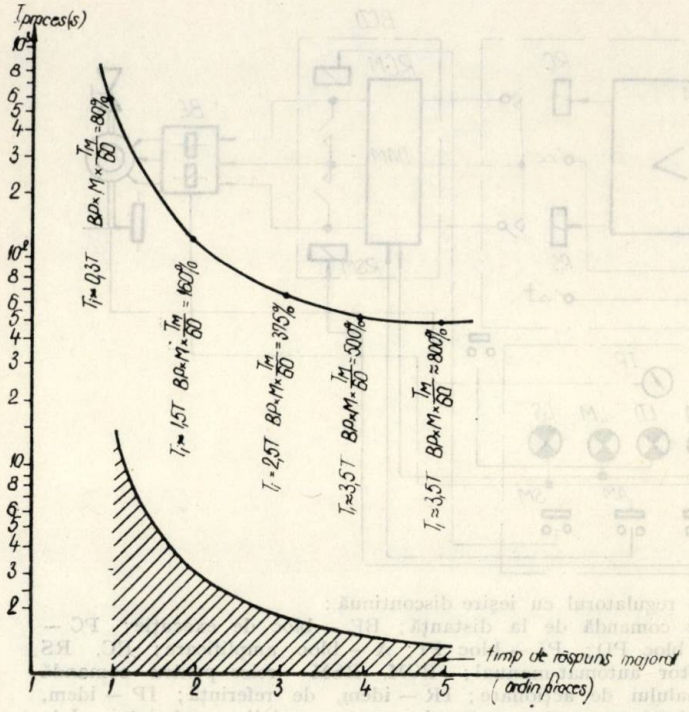


Fig.6. Limitele de utilizare ale regulatorului cu elemente discontinue — varianta cu timp de integrare scurt şi acorduri orientative la obiecte de tip $\frac{1}{(1+sT)^n}$: M — factor de multiplicare a pragului; T_M — timpul în care motorul parcurge întreaga cursă.

Cunoscînd ordinul procesului (aproximaţia Strejc), cele două curbe indică limitele între care se poate afla constanta de timp a procesului pentru ca regulatorul să poată fi acordat optim. Pe diagramă sînt indicate şi expresiile T_i şi BP corespunzătoare ordinului procesului. Expresiile pentru T_i şi BP se extind şi la regulatorul PI cu timp lung pentru obiecte de acelaşi tip.

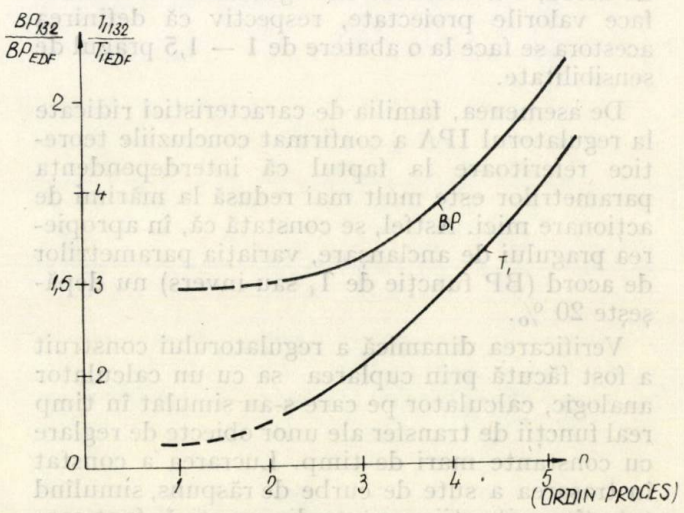


Fig. 7. Acordarea regulatorului ELC 132-PI comparativ cu recomandările EDF pentru regulatoare continue. Cunoscînd ordinul procesului (aproximaţia Strejc) şi valorile BP şi T_i conform EDF, se deduc din curbe valorile BP şi T_i pentru regulatorul ELC 132.

valînd cu unele procese cu timp mort şi constantă de timp de tipul cel mai dificil întîlnit obişnuit în practică.

Rezultatele probelor pe calculator au dus la :

— stabilirea limitelor de utilizare ale regulatorului PI cu timp scurt de integrare (fig. 6) ;

— stabilirea unei metodologii de acordare pe obiect a regulatoarelor cu ieşire discontinuă (de exemplu, comparativ cu recomandările EDF pentru regulatoare continue, fig. 7) ;

— comparaţia dintre răspunsul regulatoarelor discontinue şi răspunsul regulatoarelor continue, la acelaşi tip de perturbaţie, obţinînd rezultate similare ;

— verificarea avantajelor neliniarităţii regulatorului cu elemente discontinue, din punct de vedere al parametrilor de acord.

5. Concluzii

În încheiere se vor arăta posibilităţile de utilizare a regulatorului ELC 132 în energetică.

Caracteristicile care fac avantajoasă utilizarea regulatorului în centralele mari sînt următoarele :

— ieşirea discontinuă, care implică faptul că ansamblul regulator-servomotor rămîne pe poziţie în cazul pierderii alimentării ;

— capacitatea de a fi comandat direct de sistemul de comandă prin grupuri funcţionale, formînd împreună cu acesta un sistem unitar ;

— capacitatea de a fi blocat în situaţia apariţiei unei avarii în bucla de reglare, ceea ce în cazul funcţionării mai departe a regulatorului ar duce la o avarie tehnologică ;

— posibilitatea de a fi cuplat cu sistemul modular de comandă din camera tehnică (pupitru modular) asimilat la noi de uzina Automatica ;

— caracteristica neliniară a regulatorului, care, aşa cum s-a putut constata atît în încercarea pe calculator cît şi din instalaţie, conduce la curbe de răspuns avantajoase ;

— posibilitatea, datorită pragului de sensibilitate reglabil, de a fi utilizat în buclele de reglare ale unor procedee tehnologice care prin natura lor produc zgomote de semnal, fără a fi necesare filtre speciale ;

— siguranţă intrinsecă mare la defectare, ceea ce este esenţial în condiţiile unor instalaţii de mari proporţii, greu de stăpînit.

Regulatorul ELC 132 poate fi utilizat în toate buclele de reglare ale blocurilor de mare putere, atît în buclele simple cît şi în buclele în cascadă, ca regulator secundar. În ceea ce priveşte buclele în cascadă trebuie arătat că regulatorul ELC 132 poate fi folosit şi ca regulator principal, însă această utilizare nu este de actualitate, în toate buclele în cascadă utilizîndu-se regulatoare continue.

Aparatul descris este în producţie de serie la IEA începînd cu trimestrul IV/1974.

BIBLIOGRAFIE

[1] I P A. *Aparatură de reglare specifică pentru cazane mari. S.T.*, nr. 360. 5—B. 44, 1968.
[2] I P A. *Instalații de automatizare pentru grupurile energetice de 300 și 600 MW*. Nr. 360. 8, 1969.
[3] I. P A. *Regulatoare electronice pentru grupuri energetice de mare putere*. B—316, 1970.
[4] I P A. *Comparație între regulatorul cu ieșire discontinuă ELC—132 și regulatorul Teleperm SB*, 1972.
[5] I P A. *Verificarea regulatorului ELC—132 prin cuplare pe o buclă de reglare modelată pe calculator*. Nr. 859, 1973.
[6] B ö h n e r, A. *Der Dreipunktverstärker als stetiger Regler*. În : Siemens Zeitschrift, nr. 10, 1960.
[7] B ö t t c h e r, W. *Optimales Verhalten von Zweipunktreglern mit Rückführung*. In : Regelungstechnik, nr. 10, 1960, p. 340—344.
[8] B ö t t c h e r, W. *Vergleich von Dreipunktreglern mit einem linearen kontinuerlichen PI-Regler*. In : Regelungstechnik, nr. 10, 1962, p. 114—119 și 210—213.
[9] R o s e n b e r g, W. *Schaltende Regler*. In : Automatik, nr. 6, 1966, p. 222—226 și nr. 7, p. 254—257.
[10] W i e r z b i c k i, A. *Dreipunktregler mit verzögerten Rückführungen als PID-Schrittregler*. In : Regelungstechnik, nr. 4, 1966, p. 166—169 și nr. 6, p. 277—279.
[11] Documentații ale firmelor Siemens, Hartmann-Braun Schlumberger, Bailey, Kent.

Trecerea de la problema lui Aizerman la criteriile frecvențiale de stabilitate pentru sisteme automate neliniare

IOSIF CSERVENY* — București

CZ 62—50 : 621.3167.

Problema lui Aizerman se referă la studiul stabilității asimptotice globale a sistemelor automate conținînd un singur element neliniar, în cazul cînd ecuațiile sistemelor respective pot fi scrise sub una din formele canonice la care se aplică metoda directă a lui Liapunov [10].

Scopul prezentei lucrării este de a demonstra compatibilitatea dintre concluziile problemei lui Aizerman și criteriile frecvențiale de stabilitate globală, aplicate la aceleași sisteme automate.

Se consideră sistemul automat neliniar din figura 1, în care e este eroarea, y este mărimea de ieșire din elementul neliniar, iar $Y(s)$ este funcția de transfer a părții liniare. În cazul cînd caracteristica neliniară $y = f(e)$ se află numai în cadranele 1 și 3 și îndeplinește condiția $f(0) = 0$, atunci construirea funcției Liapunov pentru cercetarea stabilității asimptotice globale prezintă unele aspecte particulare cunoscute sub denumirea de problema lui Aizerman [1].

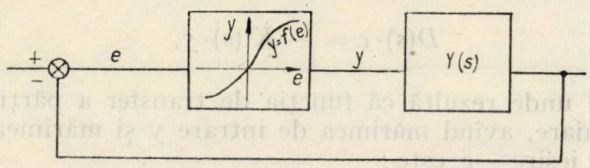


Fig. 1

Ecuațiile canonice ale sistemului automat neliniar de ordinul n sînt :

$$\begin{cases} \dfrac{dx_i}{dt} = \sum_{j=1}^{n} a_{ij}\, x_j + b_i \cdot y \\ y = f(e) \qquad (i = 1, \ldots, n) \qquad (1) \\ e = \sum_{k=1}^{n} c_k \cdot x_k \end{cases}$$

în care x_i sînt variabilele de stare, iar a_{ij}, b_i și c_k sînt coeficienți constanți din care o parte pot fi nuli. Problema lui Aizerman se formulează astfel : dîndu-se ecuațiile canonice (1) ale sistemului automat din figura 1, se cere determinarea condițiilor de stabilitate asimptotică globală în cazul particular cînd caracteristica neliniară se află în cadranele 1 și 3, într-o zonă cuprinsă între axa absciselor și o dreaptă de pantă dată $y = ke$ (fig. 2).

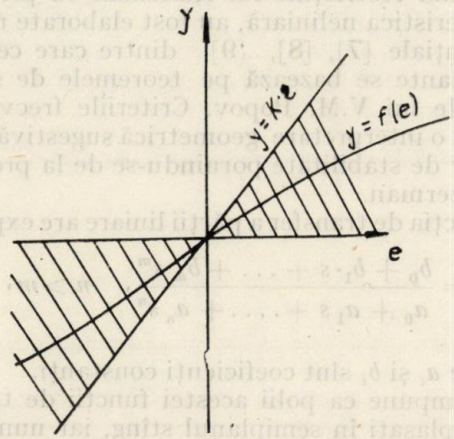


Fig. 2

În multe aplicații interesează în special determinarea pantei maxime a dreptei care delimitează domeniul de existență a caracteristicii neliniare, astfel încît sistemul să fie global asimptotic stabil.

Se impune limitarea pantei caracteristicii neliniare, adică funcția $f(e)$ îndeplinește condiția :

$$0 \leqslant \frac{f(e)}{e} \leqslant K, \qquad (2)$$

* Dr. Ing. *I. Cserveny* este șef de laborator la ICEMENERG.

iar K reprezintă panta maximă, adică un număr pozitiv finit sau infinit. Dacă K este infinit, atunci zona admisibilă a caracteristicii neliniare este reprezentată de toată suprafața cadranelor 1 și 3.

Din punct de vedere matematic, rezolvarea problemei lui Aizerman se reduce la studiul stabilității sistemului canonic (1) care satisface condiția (2). Problema este analizată pentru două cazuri distincte :

— *Cazul 1.* Partea reală a tuturor rădăcinilor λ_i ale ecuației caracteristice :

$$\begin{vmatrix} a_{11}-\lambda & a_{12} \cdots \cdots \cdots & a_n \\ a_{21} & a_{22}-\lambda \cdots \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & a_{nn}-\lambda \end{vmatrix} = 0 \qquad (3)$$

a sistemului (1) este negativă, adică rădăcinile se află în semiplanul stîng al planului complex.

— *Cazul 2.* O parte din rădăcinile ecuației caracteristice (3) a sistemului (1) se găsesc pe axa imaginară, iar restul în semiplanul stîng. Aplicînd metodologia denumită „tehnica procedeurilor S" [2], [3], [4], [5] și utilizînd funcții Liapunov de tipul „formă pătratică plus integrală" pentru cele două cazuri de mai sus, rezultă teoremele de stabilitate care au fost studiate în detaliu în [6].

Pentru rezolvarea problemei stabilității sistemelor conținînd un singur element neliniar, impunînd restricțiile lui Aizerman cu privire la caracteristica neliniară, au fost elaborate metode frecvențiale [7], [8], [9], dintre care cele mai importante se bazează pe teoremele de stabilitate ale lui V.M. Popov. Criteriile frecvențiale permit o interpretare geometrică sugestivă a condițiilor de stabilitate pornindu-se de la problema lui Aizerman.

Funcția de transfer a părții liniare are expresia :

$$L(s) = \frac{b_0 + b_1 \cdot s + \ldots + b_m s^m}{a_0 + a_1 s + \ldots + a_n s^n}, \quad n > m, \qquad (4)$$

în care a_i și b_i sînt coeficienți constanți.

Se impune ca polii acestei funcții de transfer să fie plasați în semiplanul stîng, iar numărătorul și numitorul să nu aibă rădăcini comune. Trecînd în domeniul analizei prin frecvență, s se înlocuiește cu $j\,\omega$. Ținînd cont de restricția (2), pentru ca sistemul automat să fie global asimptotic stabil, este suficient, conform criteriului lui Popov, să fie îndeplinită condiția :

$$Re[(1 + j_{0 \leqslant \omega < \infty}\, \omega q) \cdot L(j\omega)] + \frac{1}{K} > 0, \qquad (5)$$

în care Re reprezintă partea reală a expresiei din paranteza mare, iar q este un număr real diferit de zero.

În ecuațiile canonice (1), în vederea introducerii noțiunii de caracteristică de frecvență, operația de diferențiere se scrie sub forma :

$$\frac{dx_i}{dt} = s \cdot x_i, \quad i = 1,2,\ldots, n, \qquad (6)$$

s fiind operatorul Heaveside.

Eroarea se deduce din sistemul de ecuații algebrice :

$$\begin{cases} s \cdot x_i - \sum_{j=1}^{n} a_{ij}\, x_j = b_i \cdot y \\ \qquad\qquad\qquad\qquad i = 1,2,\ldots,n \\ \sum_{k=1}^{n} c_k\, x_k - e = 0 \end{cases} \qquad (7)$$

cu ajutorul regulii lui Kramer :

$$-e = \frac{K(s)}{D(s)} \cdot y,$$

în care $D(s)$ este determinantul sistemului (7) :

$$D(s) = \begin{vmatrix} t - a_{11} & -a_{12} \cdot \ldots & -a_{1n} \\ -a_{21} & b - a_{22} \cdot \ldots & -a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -a_{n1} & -a_{n2} & s - a_{nn} \end{vmatrix}$$

iar $K(s)$ este determinantul :

$$K(s) = \begin{vmatrix} s - a_{11} & -a_{12} \cdot \ldots & -a_{1n} & b_1 \\ -a_{21} & s - a_{22} & -a_{2n} & b_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -a_{n1} & -a_{n2} & s - a_{nn} & b_n \\ c_1 & c_2 & c_n & 0 \end{vmatrix}$$

deci între mărimea de intrare și mărimea de ieșire a elementului neliniar se poate scrie relația :

$$D(s) \cdot e = -K(s) \cdot y,$$

de unde rezultă că funcția de transfer a părții liniare, avînd mărimea de intrare y și mărimea de ieșire $-e$, este :

$$Y(s) = \frac{K(s)}{D(s)},$$

adică :

$$\begin{aligned} K(s) &= b_0 + b_1 s + \ldots + b_m s^m, \\ D(s) &= a_0 + a_1 s + \ldots + a_n s^n, \end{aligned} \quad n > m.$$

Caracteristica de frecvență a părții liniare este :

$$Y(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{D(j\omega)}. \qquad (8)$$

În locul acesteia se folosește în continuare caracteristica $Y^*(j\omega)$, care este legată de $Y(j\omega)$ prin relațiile :

$$Re\ Y^*(j\omega) = Re\ Y(j\omega),$$
$$Im\ Y^*(j\omega) = \omega .\ Im\ Y(j\omega). \tag{9}$$

Hodograful lui $Y^*(j\omega)$ se obține din hodograful lui $Y(j\omega)$, înmulțind toate ordonatele cu ω.

$D(s) = 0$ este ecuația caracteristică a părții liniare a sistemului automat, care satisface condițiile lui Hurwitz, deoarece toți polii se află în semiplanul stîng. Deoarece $n > m$, este satisfăcută întotdeauna relația :

$$\lim_{\omega \to \infty} Y^*(j\omega) = 0.$$

Dacă $n - m > 1$, atunci și pentru $Y^*(j\omega)$ este valabilă relația :

$$\lim_{\omega \to \infty} Y^*(j\omega) = 0.$$

Dacă $n - m = 1$, atunci se pot scrie relațiile : $\lim_{\omega \to \infty} ReY^*(j\omega) = 0$ și $\lim_{\omega \to \infty} Im\ Y^*(j\omega) = -b_0$, adică hodograful $Y^*(j\omega)$ are punctul limită ($\omega \to \infty$) pe axa imaginară, dar nu în origine. Punctul inițial al hodografului $Y(j\omega)$ este punctul de coordonare b_m/a_n deoarece :

$$Y(0) = \frac{K(0)}{D(0)} = \frac{b_m}{a_n}.$$

Evident, hodograful $Y^*(j\omega)$ începe tot din punctul b_m/a_n de pe axa reală.

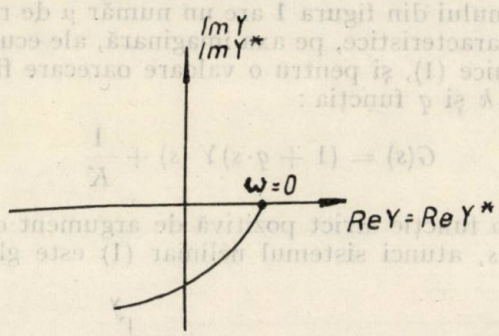


Fig. 3

Condițiile de stabilitate pot fi cercetate prin liniarizarea caracteristicii neliniare $y = f(e)$ sub forma $f(e) = he$ pentru $0 < h \leqslant K$, adică sistemul de ecuații canonice (1) poate fi liniarizat sub forma :

$$\begin{cases} \dfrac{dx_i}{dt} = \sum_{j=1}^{n} a_{ij}\, x_j + h\, b_i\, e \\ e = \sum_{i=1}^{n} c_i\, x_i \end{cases} \tag{10}$$

Ecuația caracteristică a acestui sistem este :

$$D(s) + hK(s) = 0. \tag{11}$$

Sistemul este stabil pentru orice valoare a lui h cuprinsă în intervalul $(0, K)$ dacă ecuația caracteristică (11) satisface condițiile criteriului Hurwitz aplicat la sisteme automate liniare.

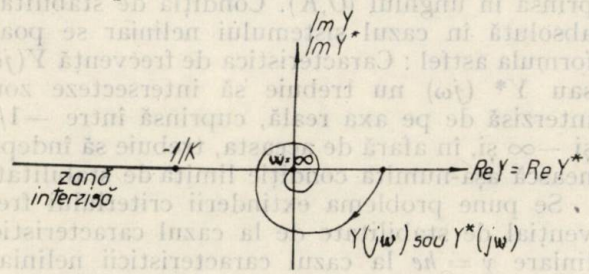


Fig. 4

Conform criteriului Nyquist aplicat la sisteme liniare, hodograful lui $Y(j\omega)$ trebuie să aibă punctul critic $-1/K$ în stînga, în cazul parcurgerii lui de la 0 la ∞ (fig. 4), adică nu trebuie intersectată zona interzisă cuprinsă între $-1/K$ și $-\infty$. Punctul critic în cazul nostru (cu elementul neliniar liniarizat, avînd funcția de transfer K) nu este punctul -1 *ci* $-1/K$, deoarece ecuația caracteristică nu este $1 + Y(s) = 0$ *ci* $1 + KY(s) = 0$. Același raționament este valabil și pentru $Y^*(j\omega)$ atîta timp cît sistemul automat este considerat liniar. Deci pentru ca sistemul avînd forma canonică (7) să fie stabil pentru orice h în intervalul $(0, K)$, este necesar și suficient ca hodograful $Y(j\omega)$ și hodograful $Y^*(j\omega)$ să nu intersecteze zona interzisă de pe axa reală negativă.

Deoarece $Y(j\omega)$ și $Y^*(j\omega)$ au aceeași parte reală iar zona interzisă se află pe partea negativă a axei reale, este indiferent cu care din cele două hodografe se cercetează stabilitatea. Față de cele de mai sus se poate enunța următoarea teoremă de stabilitate absolută pentru sisteme liniare [1] :

Teorema 1

Pentru ca sistemul liniar dat de ecuațiile canonice (7) să fie global asimptotic stabilit, este necesar și suficient să se îndeplinească următoarele două condiții :

1. Hodograful $Y(j\omega)$ să nu intersecteze zona interzisă de pe axa reală, cuprinsă între $-1/K$ și $-\infty$.

2. Să se asigure limita de stabilitate, adică sistemul (7) să fie stabil pentru $h > 0$ suficient de mic.

Teorema 1 (V.M.Popov) este principalul criteriu de stabilitate absolută care introduce noțiunea de stabilitate limită și se utilizează atît la sistemele liniare cît și la cele neliniare. În cazul cînd se cercetează stabilitatea pentru $K = \infty$, atunci zona interzisă din planul complex este întreaga axă reală negativă, fără să includă

originea. Rezultă deci că, dacă caracteristica neliniară poate lua orice formă în cadranele 1 și 3, atunci hodograful funcției de transfer $Y(j\omega)$ sau $Y^*(j\omega)$ nu trebuie să intersecteze axa reală negativă, excepțînd originea.

Cu aceste concluzii formulate pentru sistemul liniarizat ne întoarcem la cazul general cînd caracteristica $f(e)$ nu este liniară dar este cuprinsă în unghiul (O,K). Condiția de stabilitate absolută în cazul sistemului neliniar se poate formula astfel: Caracteristica de frecvență $Y(j\omega)$ sau $Y^*(j\omega)$ nu trebuie să intersecteze zona interzisă de pe axa reală, cuprinsă între $-1/K$ și $-\infty$ și, în afară de aceasta, trebuie să îndeplinească așa-numita condiție limită de stabilitate.

Se pune problema extinderii criteriului frecvențial de stabilitate de la cazul caracteristicii liniare $y = he$ la cazul caracteristicii neliniare $y = f(e)$, în baza teoremei 1, considerînd la început că panta K a zonei admise este finită, ceea ce se concretizează în următoarea teoremă:

Teorema 2

Pentru ca sistemul dat de ecuațiile canonice (1) să fie global asimptotic stabil în unghiul $(0, K)$ în general și în unghiul (ε, K) în particular (în care $\varepsilon > 0$ este un număr oricît de mic), este suficient să existe un număr real finit q, pentru care este îndeplinită condiția:

$$Re[(1 + jq\omega)\cdot Y(j\omega)] + \frac{1}{K} > 0, \quad 0 \leqslant \omega < \infty \tag{12}$$

Pentru interpretarea geometrică a teoremei 2, în locul caracteristicii de frecvență $Y(j\omega)$ se consideră caracteristica de frecvență $Y^*(j\omega)$, ținîndu-se cont de relațiile de legătură(9). Expresia lui $Y^*(j\omega)$ se pune sub forma:

$$Y^*(j\omega) = X + jY, \tag{13}$$

X fiind partea reală, iar Y cea imaginară. Cu notațiile din (13) se poate scrie:

$$Re[(1 + jq\omega)Y(j\omega)] = Re[Y(j\omega)] - q\omega\, \mathrm{Im}[Y(j\omega)] = X - qY, \tag{14}$$

adică inegalitatea (12) devine:

$$X - qY + \frac{1}{K} > 0. \tag{15}$$

Ecuația:

$$X - qY + \frac{1}{K} = 0 \tag{16}$$

este o dreaptă care intersectează axa reală în punctul $-1/K$ și are panta $1/q$. Dreapta dată de ecuația (16) se numește dreapta lui Popov, care împarte planul complex în două semiplane. Inegalitatea (15) caracterizează semiplanul care este dispus în partea dreaptă. Formularea geometrică a teoremei 2 este următoarea:

Teorema 3

Pentru ca sistemul avînd ecuațiile canonice (1) să fie global asimptotic stabil în unghiul $(0, K)$ — în particular și în unghiul (ε, K) — este suficient ca în planul complex al lui $Y^*(j\omega)$ să se poată trasa o dreaptă ce intersectează axa reală în punctul $-1/K$, iar caracteristica de frecvență $Y^*(j\omega)$ să rămînă în partea dreaptă și, în afară de aceasta, să fie satisfăcută condiția de stabilitate limită. În figura 5 sînt date exemple de sisteme stabile și sisteme instabile. Valoarea limită a lui q se obține trasînd dreapta limită a lui Popov care trece prin punctul $-1/K$ și este tangentă la $Y^*(j\omega)$.

Astfel, prin prisma problemei lui Aizerman se dă o nouă formulare teoremei lui Popov, pentru cazurile cînd ecuația caracteristică are rădăcini pe axa imaginară:

Teorema 4

Dacă funcția de transfer $Y(s)$ a părții liniare a sistemului din figura 1 are un număr μ de rădăcini caracteristice, pe axa imaginară, ale ecuației canonice (1), și pentru o valoare oarecare finită a lui k și q funcția:

$$G(s) = (1 + q\cdot s)Y(s) + \frac{1}{K}$$

este o funcție strict pozitivă de argument complex s, atunci sistemul neliniar (1) este globa.

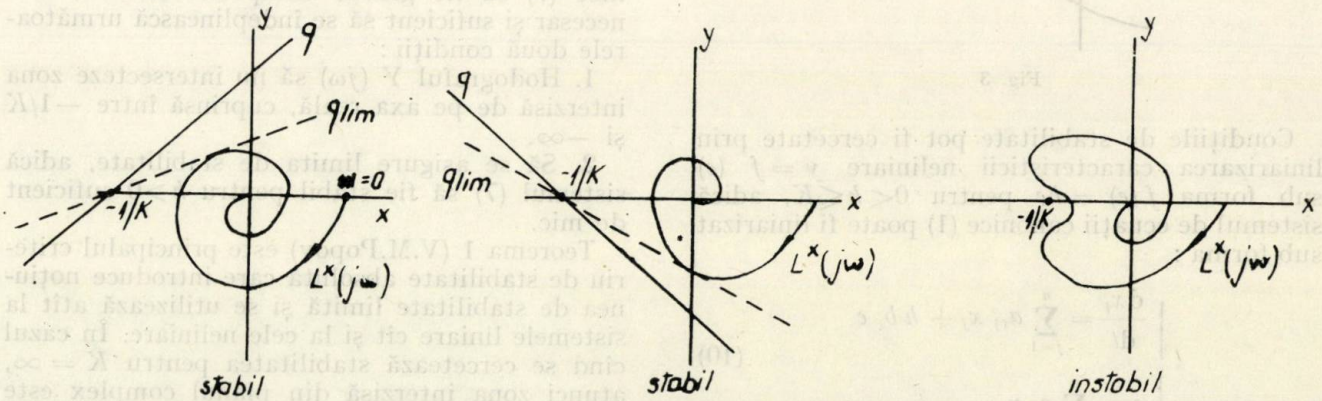


Fig. 5

asimptotic stabil în unghiul (0, K), în cazul de bază, și în unghi (ε, K), în cazul particular.

Teoremele de mai sus demonstrează compatibilitatea dintre criteriile de stabilitate bazate pe metoda directă a lui Popov și criteriile frecvențiale elaborate pentru sistemele automate conținînd un singur element neliniar.

Notații

$a, b, c,$	— coeficienți, constanți;
e	— eroare;
i, j	— variabile curente;
$Y(s)$	— funcția de transfer a părții liniare;
q	— număr real diferit de zero;
s	— operatorul Heaveside;
t	— timp;
x	— variabilă de stare;
y	— mărimea de ieșire din elementul neliniar;
λ	— rădăcină a ecuației caracteristice;
ω	— pulsație.

BIBLIOGRAFIE

[1] Aizerman, M.A., Gantmaher, F.R. *Die absolute Stabilität von Regelsystemen.* München, R. Oldenbourg, 1965.

[2] Nalkin, I.G. *K teorii ustoicivosti reguliruemîh sistem.* In: Prikl. matem. i meh., nr. 1, 1951.

[3] Lefschetz, S. *Some mathematical considerations on non-linear automatical controls.* In: Contribution on differential equations, nr. 1, 1963.

[4] Letov, A.M. *Ustoicivost nelineinîh regulireuemîh sistem.* Moscova, Gostehizdat, 1962.

[5] Rosenwasser, E.N. *Zamecianiia ob odnom sposobe pastroeniia funkții Liapunova.* În: Prikl. matem. i meh., nr. 4, 1960.

[6] Cserveny, I. *Contribuții la studiul stabilității sistemelor automate neliniare prin extinderea criteriilor algebrice cu aplicații în electroenergetică.* Teză de doctorat. București, 1972.

[7] Akerman, J. *Über einen Zusammenhang zwischen der Beschreibungs-funktion und der Methode von V.M. Popov.* In: Regelungstechnik, 1965.

[8] Brackett, R.W. *The status of staility theory for deterministic systems.* In: IEEE trans. automatic control, 1966.

[9] Schmidt, G. *Zur Stabilitätsanalyse nichtlinearer Regelsysteme auf Grund des Kriteriums von V. M. Popov.* In: Messen-Steuern-Regeln, nr. 12, 1966.

[10] Aizerman, M.A. *Lekții po teorii avtomaticeskogo regulirovaniia.* Moscova, Gostehizdat, 1965.

TRACC — program translator între limbajele COBOL IBM-360 și COBOL FELIX C-256

N. D. NEGOIȚĂ și W. SCHATZ* — București

CZ 681.3.06

Programul translator TRACC translatează programele sursă din limbajul COBOL IBM-360 în programe sursă COBOL FELIX C—256. Programul TRACC a fost realizat la Institutul de Tehnică de Calcul (I.T.C.) cu scopul de a facilita utilizatorilor convertirea programelor lor, scrise în limbajul COBOL pentru calculatorul IBM—360, în programe tot atît de eficiente ca cele originale, scrise însă, în COBOL FELIX C—256 (sau IRIS—45, IRIS—50, IRIS—55, IRIS—60). TRACC a fost astfel conceput încît să reducă timpul și costul de conversie a programelor COBOL IBM existente.

Literatura de specialitate [1], [2], [3] indică și existența altor programe de translatare dintr-o versiune a unui limbaj COBOL într-alta. Dar toate aceste programe nu fac decît o translatare parțială, indicînd prin mesaje locul unde utilizatorul trebuie să intervină prin modificări manuale. TRACC este realizat în așa fel încît operează asupra tuturor diferențelor existente între cele două limbaje. Excepție de la această afirmație o fac acele programe COBOL IBM care prin instrucțiunile utilizate sînt strict legate de sistemul de operare (de exemplu, folosirea tabelelor de descriere a fișierelor, tabele ce nu sînt identice în cele două sisteme de operare și asupra cărora translatorul TRACC nu poate interveni corect).

TRACC este un program în întregime original, conceput după o metodă proprie a autorilor.

1. Noțiuni și precizări

Limbajul COBOL pentru calculatorul IBM—360 se diferențiază pe trei nivele, denumite respectiv D, E și F. În țara noastră, programele COBOL de nivel D au cea mai mare pondere, iar cele de nivel F există într-o mai mică măsură.

Limbajul COBOL pentru calculatorul FELIX C—256 are un singur nivel care, comparativ cu nivelele limbajului COBOL IBM, se situează aproximativ la nivelul E al acestui limbaj.

Din această cauză, TRACC este compus din două programe, și anume din DTRACC, care translatează programele COBOL IBM de nivel D, și FTRACC, care este folosit pentru translatarea programelor de nivel F. Programele de nivel E ale limbajului COBOL IBM pot fi translatate de asemenea cu FTRACC.

Întrucît programele DTRACC și FTRACC au aceeași structură, deosebindu-se prin mulțimea cuvintelor cheie și prin echivalările aces-

* Ing. *N. D. Negoiță* și mat. *W. Schatz* lucrează la Institutul de cercetări și proiectări pentru tehnica de calcul (ITC).

tora, în cele ce urmează se va folosi denumirea de program translator TRACC, mențiuni speciale făcîndu-se în locurile unde s-ar putea produce confuzii.

2. Intrarea în translator

Programul de translatat, pentru a fi admis de TRACC, trebuie să se găsească într-un fișier de lucrări (pe cartele, bandă magnetică sau disc magnetic) sau să fie catalogat într-o bibliotecă utilizator de tip sursă, pe disc. Biblioteca trebuie să fie conformă cu specificațiile sistemului de operare pentru FELIX C—256 [6]. Deci, utilizatorul translatorului trebuie să-și introducă în prealabil, programul său într-o asemenea bibliotecă. Cazul cel mai simplu este, evident, cel în care programul se află pe cartele perforate.

Indiferent pe ce suport se găsește programul, el trebuie să fie complet. Fragmente de program, formate de exemplu din diviziuni COBOL individuale, nu pot fi translatate corect, ele determinînd un sfîrșit anormal al programului. Alte motive pentru terminări anormale sau generări eronate pot proveni din programe parțial convertite prin schimbări manuale, sau din programe care nu sînt corecte în sensul limbajului COBOL IBM.

3. Ieșirea din translator

Utilizatorul are posibilitatea să-și aleagă suportul pe care dorește să obțină programul translatat. Astfel, acesta poate fi obținut sub formă de listing la imprimantă, de pachet de cartele perforate sau catalogat într-o bibliotecă sursă a utilizatorului.

De asemenea, la ieșirea din translator se obține listingul programului inițial, dacă utilizatorul nu specifică suprimarea acestuia.

4. Configurația calculatorului

Programul translator TRACC lucrează sub sistemul de operare SIRIS—2R [4], implementat pe un calculator FELIX C—256. De asemenea, el poate lucra și sub sistemele de operare SIRIS—2 și SIRIS—3, implementate pe calculatoarele IRIS—45, IRIS—50, IRIS—55, IRIS—60 ale firmei CII-Franța.

Calculatorul care este folosit pentru translatare trebuie să cuprindă în configurația sa un disc sistem și un disc de manevră (translatorul necesită 30 de cilindri pe acest disc), o imprimantă, un cititor de cartele și, opțional, un perforator de cartele. Translatorul mai necesită o memorie centrală a calculatorului de 64 k-octeți.

Unitățile de discuri pot fi amovibile sau de masă, avînd numele simbolice RD, respectiv MD.

5. Opțiunile de translatare

Prin opțiunile de translatare, utilizatorul are posibilitatea să comunice translatorului forma sub care acesta dorește să obțină programul translatat. Opțiunile se înscriu pe cartela de comandă COMPILE sau OPTION, după locul în care se găsește translatorul TRACC.

Șirul de opțiuni are următoarea formă (pot apărea în orice ordine):

[,NLG] [,OBL] [,PUN] [,DM : *per1*]

[,DV :*per2*][,LN :*nume1*][,FN :*nume2*][,VN : *nr1*]

$$\left[,\begin{Bmatrix}\text{GN}\\ \text{CD}\end{Bmatrix}:nr\ 2\right]\ [,\text{UN}:\ nr3]$$

Semnificația lor este următoarea:

NLG — comandă suprimarea textului programului COBOL IBM;

OBL — comandă imprimarea textului programului COBOL FELIX;

PUN — comandă perforarea textului programului COBOL FELIX;

per1 — desemnează perifericul pe care translatorul își creează fișierele sale de manevră; perifericul poate fi unitate de discuri cu numele simbolic RD (disc amovibil) sau cu numele simbolic MD (disc de masă); în absența acestui parametru se consideră implicit discul RD1.

Următoarele opțiuni caracterizează biblioteca în care se cataloghează programul translatat:

per2 desemnează perifericul pe care se găsește biblioteca; poate fi disc amovibil sau de masă;

nume1 este numele bibliotecii, format din cel mult 8 caractere alfanumerice, primul fiind literă;

nume2 este numele cărții (fișierului) sub care se cataloghează programul translatat; este format din cel mult 8 caractere alfanumerice, primul fiind literă;

nr1 este numărul de versiune al bibliotecii, format din cel mult două cifre zecimale; valoarea implicită este 0;

nr2 este un număr zecimal format din cel mult patru cifre zecimale în cazul opțiunii GN (numărul de generare al bibliotecii) și o dată de forma *aazzz* în cazul opțiunii CD (data de creare a bibliotecii), unde *aa* reprezintă ultimele două cifre din an iar *zzz* ziua din an;

nr3 este numărul de punere la zi al programului (cărții), format dintr-un număr zecimal cuprins între 1 și 255; dacă acest parametru lipsește, se atribuie valoarea cea mai mare de punere la zi ce există la programele cu același nume, plus o unitate.

Biblioteca cu nume *nume1* de pe discul *per2* trebuie să fie în prealabil alocată prin monitor [5] și inițializată prin bibliotecar [6].

6. Apelul programului de translatat dintr-o bibliotecă

Un program COBOL IBM ce se găsește într-o bibliotecă utilizator de tip sursă este pus la dispoziția translatorului printr-o cartelă FETCHS proprie acestuia.

Cartela FETCHS are sintaxa cartelelor de comandă de nivel 2 din sistemul de operare SIRIS—2R, adică începe printr-un caracter % în coloana 1, are un caracter blanc (spațiu) în coloana 2, se continuă cu cuvîntul FETCHS urmat de un blanc, după care urmează parametrii de recunoaștere ai programului.

Cartela FETCHS arată astfel:

% FETCHS DV : *per*, LN : *nume 1*, FN : *nume 2*

$$[,\text{VN: } nr1]\left[,\left\{\begin{matrix}\text{GN}\\\text{CD}\end{matrix}\right\}:nr\ 2\right],\text{UN : } nr3$$

Argumentele de pe această cartelă se supun acelorași reguli ca și cele din șirul de opțiuni (5), doar că în acest caz este precizată biblioteca în care se găsește programul de translatat.

Argumentele *nume1*, *nume2*, *nr1*, *nr2* sînt identice în cele două cazuri, *per* coincide cu *per2*, iar pentru *nr3* se face precizarea că este obligatoriu de indicat numărul exact de punere la zi al programului de translatat sau să se indice valoarea 255 pentru a-l lua pe cel cu numărul de punere la zi cel mai mare printre cele existente cu același nume.

Cartela FETCHS se plasează imediat după cartela de apelare a translatorului și trebuie urmată de o cartelă de comandă.

7. Punerea în lucru a translatorului

Programul translator TRACC, într-una din variantele sale DTRACC sau FTRACC, se poate găsi într-una din formele următoare:

a) în Biblioteca Utilizator Standard (BUS), catalogat ca procesor;

b) în Biblioteca Utilizator Standard (BUS), catalogat ca un program utilizator oarecare;

c) într-o altă bibliotecă utilizator de tip IMT.

În primul caz, translatorul se apelează printr-o cartelă COMPILE a sistemului de operare SIRIS—2R. Forma ei este:

$$\cdot\text{COMPILE}\left\{\begin{matrix}\text{DTRACC}\\\text{FTRACC}\end{matrix}\right\}\{\text{șir de opțiuni}\}$$

În al doilea caz, translatorul se apelează printr-o cartelă SYSRUN care arată astfel:

$$\cdot\text{SYSRUN}\left\{\begin{matrix}\text{DTRACC}\\\text{FTRACC}\end{matrix}\right\}$$

Înaintea acestei cartele trebuie să se găsească o cartelă OPTION pe care se înscriu opțiunile de translatare. Forma ei este:

·OPTION CS' șir de opțiuni'

În ultimul caz este necesară o cartelă FETCH pe care sînt indicați parametrii de catalogare ai programului translator. Parametrul FN de pe această cartelă are forma obligatorie:

$$\text{FN}:\left\{\begin{matrix}\text{DTRACC}\\\text{FTRACC}\end{matrix}\right\}$$

După cartela de comandă FETCH urmează o cartelă OPTION, ce conține opțiunile de translatare, și apoi o cartelă RUN, care lansează procesul de translatare.

În toate cele trei cazuri, după cartela sau cartelele de comandă urmează pachetul de cartele sursă COBOL IBM terminate printr-o cartelă EOF sau o cartelă FETCHS de apelare a programului de translatat dintr-o bibliotecă utilizator.

8. Deosebiri între limbajele COBOL IBM—360 și COBOL FELIX C—256

Ambele limbaje au un nucleu comun (limbajul COBOL CODASYL 1965). Dar diferențele hardware și software existente între cele două calculatoare, cît și extensiile date de IBM limbajul COBOL, fac să existe mari și numeroase deosebiri între cele două limbaje. Rolul translatorului TRACC este de a transforma toate instrucțiunile COBOL IBM într-un set de instrucțiuni echivalente din COBOL FELIX.

În cele ce urmează se menționează cîteva deosebiri între cele două limbaje.

O clasă importantă de deosebiri o constituie scrierea numelor externe. La IBM, aceste nume sînt cuprinse între apostroafe, pe cînd la FELIX numele externe se scriu fără apostroafe. Această deosebire afectează mai multe clauze, ca de exemplu PROGRAM—ID, ASSIGN, CALL.

Exemplificăm pe fiecare din ele, menționînd și alte deosebiri ce apar la ele.

Clauza PROGRAM—ID se scrie la IBM astfel:

PROGRAM—ID. 'NUME'.

iar la FELIX ea apare:

PROGRAM—ID. NUME.

La FELIX, clauza ASSIGN poate apărea astfel:

SELECT FISIER-DISC **ASSIGN TO** A.

în timp ce la IBM se scrie:

SELECT FISIER-DISC **ASSIGN** 'SYSOO5' **DIRECT-ACCESS** 2314.

În acest caz, utilizarea unui *idex*, caracter alfabetic la alegere, este obligatorie pentru definirea fișierului în exteriorul programului prin cartelele de comandă. *Idexul* poate lua valorile particulare SYSIN, SYSOUT, SYSPUNCH, dacă este vorba de fișierele sistem de cartele, de imprimare, respectiv de perforare. Mai mult, la FELIX, clauza ASSIGN TO SYSOUT trebuie să fie corelată cu clauza RECORDING MODE IS V, în loc de RECORDING MODE IS F, cum este la IBM.

Modul de apelare a unui subprogram și revenirea la programul principal sînt deosebite la cele două limbaje, atît prin scrierea numelui

extern, cît și prin însăși procedura de apelare și revenire.

Pentru apelul unui subprogram la FELIX se scrie instrucțiunea CALL astfel :

CALL SSPG **USING** Z1 Z2.

în loc de :

ENTER LINKAGE.
CALL 'SSPG' **USING** Z1 Z2.
ENTER COBOL.

cum se face la IBM.

În subprogramul apelat se scrie :

PROGRAM-ID SSPG.

apoi : **PROCEDURE DIVISION USING** A1 A2.

iar pentru revenire la programul principal se scrie :

FIN. EXIT **PROGRAM.**

Aceeași secvență la IBM se scrie :

PROGRAM-ID.' SUBPROG'.

apoi : **PROCEDURE DIVISION.**
ENTER LINKAGE.
ENTRY 'SSPG' **USING** A1 A2.
ENTER COBOL.

iar pentru revenire :

FIN. **ENTER LINKAGE.**
RETURN.
ENTER COBOL.

În ambele cazuri, A1 și A2 sînt definite în LINKAGE SECTION în același mod. Se observă că, la FELIX, clauza PROGRAM-ID definește acum numele punctului de intrare (ENTRY în COBOL IBM).

Altă clasă de deosebiri se referă la instrucțiuni (clauze) ce există la IBM și nu există la FELIX. Din această clasă fac parte clauza APPLY cu toate formele sale, și, instrucțiunea TRANSFORM.

Clauza APPLY în formele sale :

APPLY RESTRICTED SEARCH OF *integer* TRACKS ON *file-name*

APPLY WRITE-ONLY ON *file-name*

este suprimată în timpul translatării. Această suprimare nu provoacă nici un efect negativ asupra programului translatat. Dar la următoarea formă a lui APPLY :

APPLY *overflow-name* TO FORM-OVERFLOW ON *filo-name*

deși nu există la FELIX, funcțiile ei pot fi echivalate prin instrucțiuni COBOL FELIX. Testul asupra lui *„overflow-name"* este înlocuit printr-un test asupra unui contor de linii, ce este definit în WORKING-STORAGE SECTION, și incrementat la fiecare WRITE.

Tot din clasa instrucțiunilor inexistente face parte instrucțiunea TRANSFORM. Funcțiile ei se echivalează printr-un șir de instrucțiuni MOVE și EXAMINE corespunzătoare.

Deosebirile semnalate pînă aici sînt valabile pentru toate cele trei nivele ale limbajului COBOL IBM. În continuare se menționează cîteva din instrucțiunile nivelului F, ce nu se regăsesc în limbajul COBOL FELIX. De altfel, cu excepția instrucțiunii SORT, nici o altă instrucțiune nu există la FELIX. Este sarcina programului FTRACC de a transforma un program COBOL IBM de nivel F într-unul acceptat de compilatorul COBOL FELIX.

Grupul de instrucțiuni cuprinse în REPORT WRITER constituie o facilitate pentru generarea rapoartelor (tabelelor). Toate indicațiile din acest grup sînt traduse în COBOL FELIX. Descompunerea exactă nu este dată aici, din cauza complexității echivalării.

Opțiunile CORESPONDING ale instrucțiunilor MOVE, ADD, SUBTRACT provoacă, prin echivalare, descompunerea într-un număr de instrucțiuni elementare egal cu numărul de zone de date corespondente.

Specific instrucțiunii IF în FCOBOL (limbaj COBOL IBM, nivel F) este posibilitatea de a scrie operanzi sub formă implicită.

Forma relațiilor este :

operand-1 IS [NOT] *operator-de-relație operand-2*
$\left\{\begin{matrix}\text{AND}\\\text{OR}\end{matrix}\right\}$ [NOT] operator-de-relație operand-3

sau :

operand-1 IS [NOT] *operator-de-relație operand-2* $\left\{\begin{matrix}\text{AND}\\\text{OR}\end{matrix}\right\}$ *operand-3*.

Prin translatarea unor asemenea relații, se completează relațiile cu operanzii considerați implicit. FTRACC va extrage relații de forma :

operand-1 IS [NOT] *operator-de-relație operand-2* $\left\{\begin{matrix}\text{AND}\\\text{OR}\end{matrix}\right\}$ [NOT] *operand-1 operator-de-relație operand-3*

sau :

operand-1 IS [NOT] *operator-de-relație operand-2* $\left\{\begin{matrix}\text{AND}\\\text{OR}\end{matrix}\right\}$ *operand-1 operator-de-relație operand-3*

9. Utilizarea fișierelor create la calculatorul IBM—360

La execuția unui program provenit dintr-un program COBOL translatat pentru FELIX, pot fi folosite, cu anumite restricții, fișierele pe suport magnetic, create anterior la calculatorul IBM—360.

Organizarea fișierelor pe suport magnetic diferă la cele două calculatoare. La IBM—360 există o singură etichetă de început de fișier (HDR1), pe cînd la FELIX C—256 există două etichete (HDR1 și HDR2). Din acest motiv trebuie făcută întîi o conversie de suport, printr-un program special care citește o bandă magnetică creată la IBM și o copiază pe o altă bandă corespunzătoare organizării de la FELIX. Cazul fișierelor de pe discurile magnetice se reduce ușor la cazul benzii.

Cu acest program de conversii de suport este rezolvată problema fișierelor secvențiale

și secvențial indexate. Pentru fișierele selective (random) conversia de suport nu are sens, căci acest tip de organizare a fișierelor este complet diferit la cele două calculatoare. De altfel, nici programele COBOL în componența cărora intră clauza ORGANIZATION IS RANDOM, deși se translatează corect, s-ar putea să nu fie eficientă, tocmai din cauza diferențelor majore de organizare a acestui tip de fișier la cele două calculatoare.

10. Exemplu de program translatat

Pentru exemplificare se dă un scurt program în COBOL IBM, care folosește clauza APPLY cu FORM-OVERFLOW, și același program extras de către translator.

Programul în COBOL IBM este următorul :

```
IDENTIFICATION DIVISION.
PROGRAM-ID. 'TEST'.
ENVIRONMENT DIVISION.
INPUT-OUTPUT SECTION.
FILE-CONTROL.
SELECT FISOUT ASSIGN TO 'SYSOO5'
UNIT-RECORD 1403.
I-O-CONTROL.
    APPLY OVERF TO-FORM-OVERFLOW
    ON FISOUT.
DATA DIVISION.
FILE SECTION.
FD FISOUT RECORDING F LABEL RECOR-
    DS OMITTED
DATA RECORD TIP.
01 TIP.
    02 SALT PICTURE X.
    02 NUMAR PICTURE 999.
WORKING-STORAGE SECTION.
77 NR PICTURE 999 VALUE 0.
PROCEDURE DIVISION.
OPEN OUTPUT FISOUT.
A. MOVE NR TO NUMAR.
IF OVERF WRITE TIP AFTER ADVAN-
    CING O LINES
    ELSE WRITE TIP AFTER 2.
    ADD 1 TO NR.
    IF NR NOT>25 GO TO A.
    CLOSE FISOUT.
    DISPLAY ,SFIRSIT PROGRAM'
    STOP RUN.
```

Programul translatat, extras de către TRACC, arată astfel :

```
IDENTIFICATION DIVISION.
PROGRAM-ID. TEST.
ENVIRONMENT DIVISION.
CONFIGURATION SECTION.
INPUT-OUTPUT SECTION.
FILE-CONTROL.
    SELECT FISOUT ASSING TO SYSOUT.
DATA DIVISION.
FILE SECTION.
FD FISOUT RECORDING V LABEL RECORDS
    OMITTED
    DATA RECORD TIP.
01 TIP.
    02 SALT PICTURE X.
    02 NUMAR PICTURE 999.
WORKING-STORAGE SECTION.
77 NR PICTURE 999 VALUE 0.
01 COOOLIN PIC 99.
01 OVERF-NNN PIC 9.
88 OVERF VALUE 1.
PROCEDURE DIVISION.
NNNSSS. OPEN OUTPUT FISOUT MOVE
0 TO COOOLIN.
    MOVE 1 TO OVERF-NNN.
A. MOVE NR TO NUMAR. IF OVERF
    MOVE 0 TO COOOLIN WRITE TIP
    AFTER 0 PERFORM PARRROVERF
    ELSE ADD 2 TO COOOLIN WRITE TIP
    AFTER 2 PERFORM PARRROVERF.
    ADD 1 TO NR. IF NR NOT>25 GO TO A.
    CLOSE FISOUT.
    DISPLAY 'SFIRSIT PROGRAM'.
    STOP RUN.
PARRROVERF. IF COOOLIN = 52 MOVE
0 TO COOOLIN
    MOVE 1 TO OVERF-NNN ELSE
    MOVE 0 TO OVERF-NNN.
```

Din compararea celor două programe se poate observa acțiunea translatorului asupra programului inițial. A fost introdusă secțiunea CONFIGURATION SECTION, care este opțională la IBM dar obligatorie la FELIX. S-a mai introdus un nume de paragraf imediat după PROCEDURE DIVISION, care este de asemenea obligatoriu la FELIX.

Se observă suprimarea clauzei APPLY, care nu are echivalent la FELIX. Din cauză că nu există alte clauze în paragraful I—O—CONTROL, este suprimat și acesta. Efectul clauzei APPLY se simte însă în WORKING-STORAGE SECTION și în PROCEDURE DIVISION.

În WORKING-STORAGE SECTION s-a introdus contorul de linii COOOLIN și variabila condiționată OVERF-NNN la care este asociat numele de condiție OVERF. În PROCEDURE DIVISION, după deschiderea fișierului de imprimare, se inițializează contorul de linii și variabila condiționată. Înaintea instrucțiunii WRITE (la imprimantă) se testează numele de condiție și se execută paragraful introdus PARRROVERF.

În acest fel se obține efectul clauzei APPLY cu FORM-OVERFLOW.

11. Asupra realizării translatorului

În scopul realizării programului translator TRACC sub o formă mai generală, a fost creat un limbaj, numit QCOD, în care, sub o formă sintetică și concisă, se exprimă echivalarea dintre două limbaje compatibile sau dintre versiuni distincte ale aceluiași limbaj [7].

Echivalarea, scrisă sub forma unui șir de operatori, se transformă, prin compilatorul

QCOD, într-un set de instrucțiuni de salt la subrutinele asociate operatorilor.

Acest set de instrucțiuni, asamblat împreună cu grupul de subrutine, formează programul translator. Translatoarele DTRACC și FTRACC s-au obținut scriindu-se echivalarea între limbajele COBOL în limbajul QCOD, subrutinele asociate operatorilor fiind identice în cele două translatoare.

12. Performanțe și aplicații

Programul translator TRACC ocupă în memoria centrală aproximativ 64 k-octeți, avînd deci nevoie de o partiție serie sau paralelă corespunzătoare. TRACC a fost realizat astfel încît timpul de translatare să fie minim. Deși nu se poate stabili apriori timpul de translatare al unui program, acesta este totuși comparabil cu timpul de compilare în COBOL al programului translatat.

TRACC a fost folosit cu bune rezultate în cîteva aplicații. Cea mai importantă poate fi considerată trecerea programelor de calcul al salariilor (circa 35 de programe), întocmite de Centrul de calcul al întreprinderii Policolor, pentru calculatorul IBM—360, în program executabil pentru FELIX C—256.

BIBLIOGRAFIE

[1] IBM System/360. *Language Conresion Program (LCP).*
[2] Documentație CII. *Transposition de chaînes de gestion IBM 360 à IRIS—50.*
[3] Documentație CII. *Conversion COBOL Honeywell D et H COBOL IRIS.*
[4] Baltac, V. ș.a. FELIX C—256. *Structura și programarea calculatorului.* București, Ed. tehnică, 1974.
[5] Monitor. *Manual de utilizare.* 1972.
[6] Bibliotecar. *Manual de utilizare.* 1972.
[7] Negoiță, N. D. și Schatz, W. TRACC — *Translator între limbajele COBOL IBM—360 și COBOL IRIS 50.* În: Lucrările I.C.P.E., nr. 28, 1973.

Sisteme de detecție și reglare automată a poziției buclelor de bandă pentru un derulor de bandă magnetică

I. T. OLTEAN și P. CIUREANU* — București

CZ 621—52:681.32

Deruloarele de bandă magnetică, denumite uzual și unități de bandă magnetică, sînt folosite în sistemele complexe ale unui calculator electronic ca dispozitive de memorie externă de capacitate mare, cu acces serial [1], [2]. Pentru a nu fi supusă la eforturi mecanice mari, în timpul accelerațiilor sau decelerațiilor imprimate sistemului de antrenare de către cabestan, banda magnetică trebuie păstrată într-o rezervă tampon denumită buclă. Bucla se găsește în interiorul unei camere cu vacuum, aceasta fiind soluția modernă utilizată pentru deruloare cu viteze de lucru cuprinse în gama 95 . . . 508 cm/s. Coloanele cu vacuum au secțiunea de formă rectangulară, cu grosimea puțin mai mare decît lățimea benzii magnetice. Banda este menținută în coloană formînd o buclă sub acțiunea depresiunii create în interior de o pompă care aspiră aerul. Pentru viteze sub 95 cm/s se pot folosi, ca rezerve de bandă, bucle trase de brațe elastice. Lungimea buclei se păstrează constantă în timpul funcționării derulorului cu ajutorul sistemului de reglare automată a poziției buclei. Sistemului de reglare îi revine deci rolul de a menține constantă rezerva tampon de bandă între elementele cu inerție mare (rolele) și elementul cu inerție mică (cabestanul) ale sistemului de antrenare. La accelerare sau frînare, bucla dintr-una din camere tinde să se scurteze sau să se lungească. În funcție de acest lucru, semnalizat de către sistemul de detecție, sistemul de reglare automată a poziției buclei va comanda motoarelor de rolă mișcări de rotație cu viteză mare care vor compensa deplasările anterioare ale buclei, menținînd constantă cantitatea de bandă în camerele cu vacuum. Sistemul de detecție utilizat determină implicit sistemul electronic folosit pentru acționarea motoarelor de role și performanțele sistemului de reglare automată.

Echipamentul este dual, fiecărui motor de rolă corespunzîndu-i o coloană cu vacuum, un sistem de detecție a poziției buclei și un sistem de reglare automată a poziției buclei format dintr-o schemă de elaborare a semnalelor de comandă și dintr-un amplificator final al motorului de rolă (fig. 1).

Detecția poziției buclei de bandă în coloana cu vacuum se poate face prin două metode : cu celule fotoelectrice sau cu detectoare pneumatice. Acestea din urmă sînt dispozitive sensibile la variațiile de presiune ale aerului, avînd rolul de traductoare de presiune-semnal electric. Banda magnetică este utilizată ca membrană de separație între două detectoare pneumatice montate la extremitățile fiecărei coloane cu vacuum. În cele ce urmează ne vom ocupa numai de metoda de detecție a poziției buclei folosind celule fotoelectrice.

* Ing. *I. T. Oltean* și ing. *P. Ciureanu* lucrează la Institutul de cercetări și proiectări pentru tehnica de calcul (ITC).

În funcție de sistemul de detecție folosit, putem clasifica sistemele de acționare ale motoarelor de role în sisteme discrete, sisteme continue și sisteme utilizînd prisme optice.

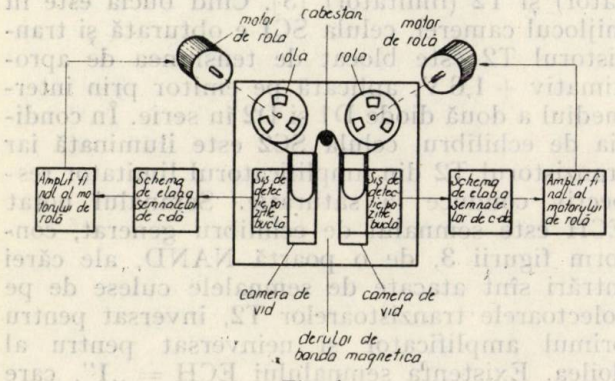


Fig. 1

1. Sisteme de detecție discrete

Un sistem de detecție discret, construit cu trei perechi de bec-fototranzistor pentru fiecare cameră cu vacuum, este prezentat în figura 2. Detecția buclei se face oblic, becurile fiind situate pe capacul inferior al camerei cu vacuum iar fototranzistoarele pe peretele lateral. Bucla de bandă va întrerupe legătura optică bec-fototranzistor, semnalizîndu-se astfel poziția ei în camera cu vacuum. Se observă că cele trei perechi de bec-fototranzistor delimitează patru zone de detecție a buclei. Prin intermediul sistemului folosit se va obține în permanență o informație asupra poziției buclei într-una din zonele A, B, C, D ale coloanei.

La iluminare fototranzistorul, de tip DARLINGTON, va genera un semnal care va ataca amplificatorul formator, care conține un circuit integrat comparator IC1 [3]. La ieșirea acestuia se obține un semnal logic denumit DEBS, DEBC, DEBI (pentru iluminarea fototranzistoarelor superior, central sau inferior din coloana rolei debitoare-fișier) sau RECS, RECC, RECI (pentru iluminarea fototranzistoarelor în coloana rolei receptoare-fixe). Prin intermediul rezistenței de 100 kΩ se aplică o reacție pozitivă la intrarea invertoare a comparatorului, montajul devenind un trigger Schmitt hibrid. Condensatorul de 68 nF, în paralel cu intrarea, are rolul de a filtra eventualii paraziți de înaltă frecvență produși de vibrația buclei de bandă.

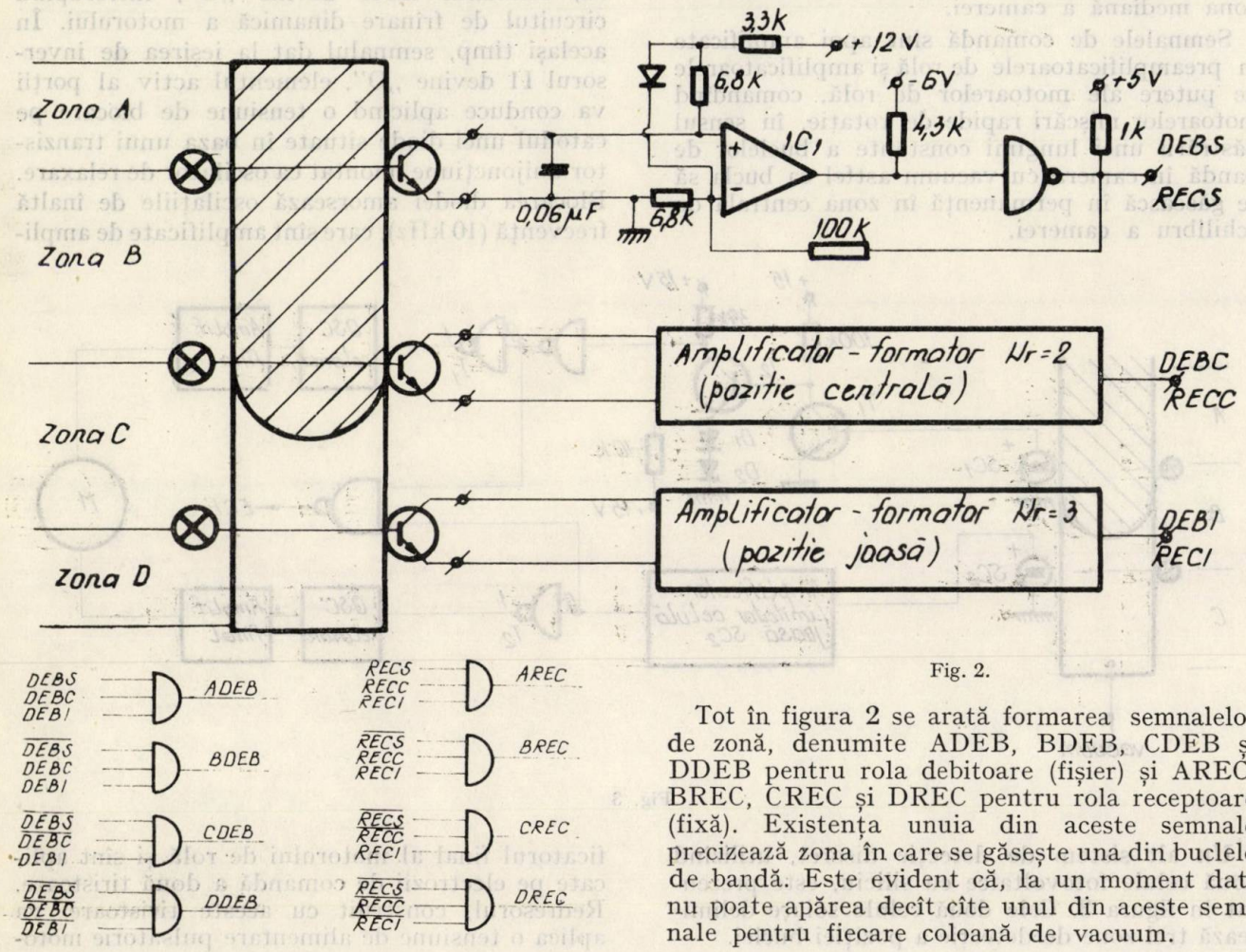


Fig. 2.

Tot în figura 2 se arată formarea semnalelor de zonă, denumite ADEB, BDEB, CDEB și DDEB pentru rola debitoare (fișier) și AREC, BREC, CREC și DREC pentru rola receptoare (fixă). Existența unuia din aceste semnale precizează zona în care se găsește una din buclele de bandă. Este evident că, la un moment dat, nu poate apărea decît cîte unul din aceste semnale pentru fiecare coloană de vacuum.

Cu ajutorul semnalelor de zonă combinate cu alte semnale de comandă sau de stare, provenite de la logica internă a derulorului, se generează semnalele de comandă pentru motoarele de role. Acestea sînt în număr de patru și comandă mișcarea înainte sau înapoi a motorului rolei debitoare și a motorului rolei receptoare. Sensul înainte se consideră sensul normal de lucru al derulorului, sensul înapoi este sensul de rotație al motoarelor în timpul operației de rebobinaj. Rolele se consideră debitoare și receptoare pentru sensul normal înainte de mișcare a benzii.

Semnalele de comandă sînt de forma unei succesiuni de impulsuri dreptunghiulare, provenite prin însumarea logică, cu semnalele de zonă și celelalte semnale, a unor implusuri dreptunghiulare generate de un circuit basculant astabil sau obținute prin combinarea stărilor unui numărător sincron. În funcție de zona în care se găsește bucla de bandă se poate introduce și o modulație în durată a impulsurilor dreptunghiulare, astfel ca nivelul mediu al semnalului de comandă, obținut prin integraea impulsurilor de către înfășurarea motorului, să fie mai ridicat pentru zonele extreme ale coloanei și mai scăzut pentru situația cînd bucla se găsește în zona mediană a camerei.

Semnalele de comandă sînt apoi amplificate în preamplificatoarele de rolă și amplificatoarele de putere ale motoarelor de rolă, comandînd motoarelor mișcări rapide de rotație, în sensul păstrării unei lungimi constante a buclelor de bandă în camera cu vacuum astfel ca bucla să se găsească în permanență în zona centrală de echilibru a camerei.

Semnalul generat în cazul iluminării uneia din celulele solare SC1 sau SC2 este amplificat de către unul din amplificatoarele limitatoare, care conțin cîte două tranzistoare : T1 (amplificator) și T2 (limitator) [3]. Cînd bucla este în mijlocul camerei, celula SC1 e obturată și tranzistorul T2 este blocat de tensiunea de aproximativ + 1,6 V, aplicată pe emitor prin intermediul a două diode D1 și D2 în serie. În condiția de echilibru, celula SC2 este iluminată iar tranzistorul T2 din amplificatorul limitator respectiv conduce la saturație. Semnalul notat ECH este semnalul de echilibru generat, conform figurii 3, de o poartă NAND, ale cărei intrări sînt atacate de semnalele culese de pe colectoarele tranzistoarelor T2, inversat pentru primul amplificator și neinversat pentru al doilea. Existența semnalului ECH = „1", care precizează poziția buclei de bandă între cele două celule solare, duce la deblocarea unui tranzistor din amplificatorul final pentru motorul de rolă, obținîndu-se astfel un circuit de frînare dinamică a motorului în sensul că acesta, nemaifiind comandat, este pus să debiteze pe o rezistență specială de frînare. Dacă celula SC1 este iluminată, la micșorarea lungimii buclei în cameră, semnalul ECH devine „O", întrerupînd circuitul de frînare dinamică a motorului. În același timp, semnalul dat la ieșirea de inversorul I1 devine „O", elementul activ al porții va conduce aplicînd o tensiune de blocare pe catodul unei diode situate în baza unui tranzistor unijoncțiune, montat ca oscilator de relaxare. Blocarea diodei amorsează oscilațiile de înaltă frecvență (10 kHz), care sînt amplificate de ampli-

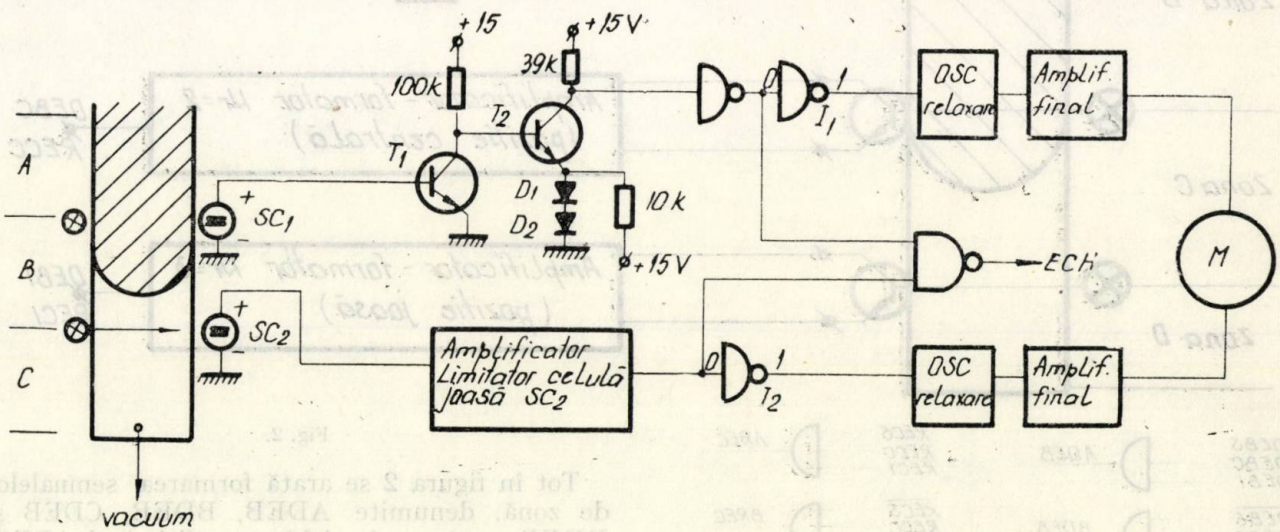


Fig. 3

Un alt sistem de detecție discret, utilizînd două celule fotovoltaice cu siliciu, este prezentat în figura 3. Cele două celule solare delimitează trei zone de detecție a poziției buclei.

ficatorul final al motorului de rolă și sînt aplicate pe electrozii de comandă a două tiristoare. Redresorul, construit cu aceste tiristoare, va aplica o tensiune de alimentare pulsatorie moto-

rului, care se va roti în sensul de compensare a deplasării inițiale a buclei de bandă.

În cazul deplasării în jos a buclei de bandă, va fi obturată celula SC2. Prin intermediul unui montaj identic va fi amorsată oscilația unui al doilea oscilator de relaxare, care va debloca o altă pereche de tiristoare, alimentînd motorul astfel ca să se obțină o rotație în sensul invers a acestuia.

Din funcționarea montajului se vede că echilibrul buclei de bandă se realizează în zona B. În zonele A și C are loc comanda motoarelor de rolă, astfel ca buclele de bandă să fie menținute în zona de echilibru.

2. Sisteme de detecție continue

Un sistem de detecție continuă folosind pentru detecție un lanț de celule fotovoltaice cu siliciu, este prezentat în figura 4. Coloana de celule solare se găsește în capacul superior al camerei cu vacuum. Ca sursă de lumină se utilizează o coloană de becuri cu incandescență speciale, cu lungă durată de funcționare, montată în peretele lateral al camerei. În funcție de poziția ei în cameră, bucla de bandă permite iluminarea unui număr corespunzător de celule fotovoltaice. Celulele sînt astfel grupate încît curenții generați de ele se adună, rezultînd la ieșire un curent variabil a cărui mărime depinde de numărul de celule iluminate (curentul crește cînd bucla este în partea de sus a coloanei și scade cînd aceasta coboară). De pe rezistența R1 de sarcină se va culege un semnal de tensiune variabilă care se aplică amplificatorului corector, realizat cu circuitele integrate IC1 și IC2. Rezistența R1 are o valoare mică (10Ω) pentru a nu influența liniaritatea detecției poziției buclei de bandă [4].

toare operaționale integrate. Această caracteristică este necesară pentru a detecta vitezele ridicate ale buclei de bandă în coloană, apărute în momentul acționării cabestanului. O viteză ridicată a buclei produce un curent I generat de coloana de celule fotovoltaice, care are o viteză de variație ridicată. La ieșirea amplificatorului corector va apărea un semnal de nivel mare care va comanda eficient motorul de rolă să se rotească în sens contrar tendinței de mișcare a buclei în camera de vacuum. Dacă, de exemplu, bucla de bandă este în mjlocul camerei și capătă o mișcare rapidă de ridicare, motorul de rolă respectiv se va roti, în sensul umplerii camerei cu bandă, mai repede decît în cazul unei mișcări lente de ridicare a buclei de bandă. Un astfel de sistem permite o reglare perfectă a poziției buclei de bandă, chiar în camere cu vacuum de lungime redusă.

Grupurile R4C2 și R6C4 asigură stabilitatea montajului la frecvențe foarte mari de lucru, micșorînd prin reacție negativă amplficarea la aceste frecvențe, datorită efectului lor integrator. Potențiometrul R3 are rolul de a regla punctul de nul al amplificatorului corector, deci reglează poziția mediană de echilibru a buclei între cele două poziții extreme permise de sistem. Potențiometrul R4 are rolul de a regla cîștigul amplificatorului corector, deci reglează distanța dintre cele două poziții extreme ale buclei permise de sistem. La depășirea uneia din pozițiile extreme este acționat amplificatorul diferențial, care produce bascularea triggerului. Schmitt corespunzător sensului în care s-a mișcat bucla de bandă. Semnalul de comandă astfel obținut este amplificat și anclanșează tiristorul care alimentează motorul în sensul de rotație contrar deplasării buclei de bandă. Motorul are două înfășurări de excitație serie,

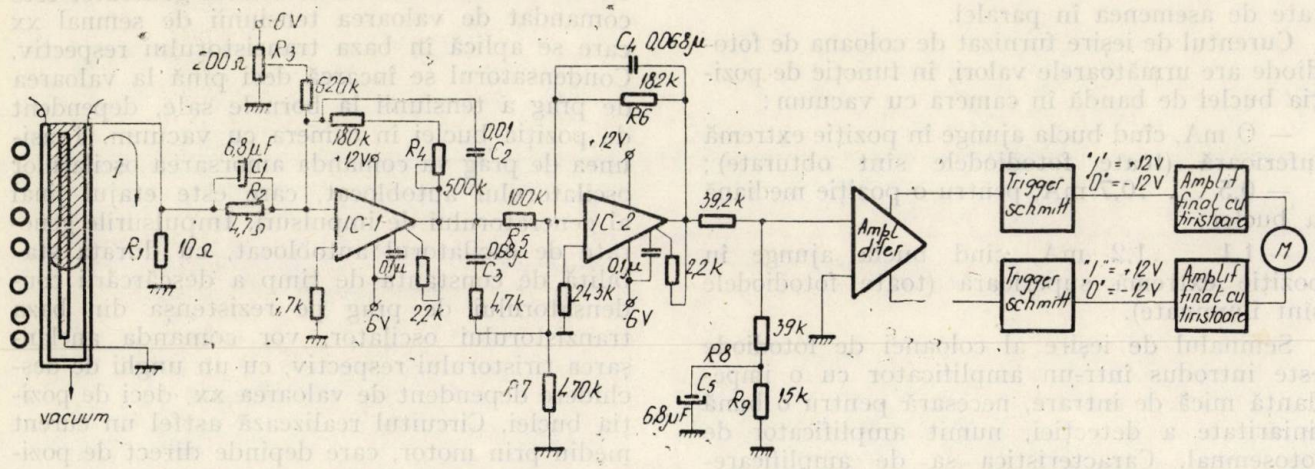


Fig. 4

Amplificatorul corector are o caracteristică de frecvență care favorizează amplificarea frecvențelor înalte, realizată prin grupurile R2C1 și R5C3, situate la intrările celor două amplifica-

una pentru rotație înainte, cealaltă pentru rotație înapoi. La depășirea celeilalte poziții extreme, motorul va fi comandat identic în sens invers de rotație.

În cazul mișcării lente a buclei în camere (de exemplu la mers normal înainte sau înapoi), cele două poziții extreme sînt mai depărtate. În cazul mișcării rapide a buclei de bandă (de exemplu la rebobinaj sau la regim de demaraj), cele două poziții extreme se apropie din cauza efectului derivativ prezentat de caracteristica de amplitudine-frecvență a amplificatorului corector utilizat de sistem.

Un alt sistem de detecție continuu utilizînd pentru detecție o coloană de fotodiode este prezentat în figura 5.

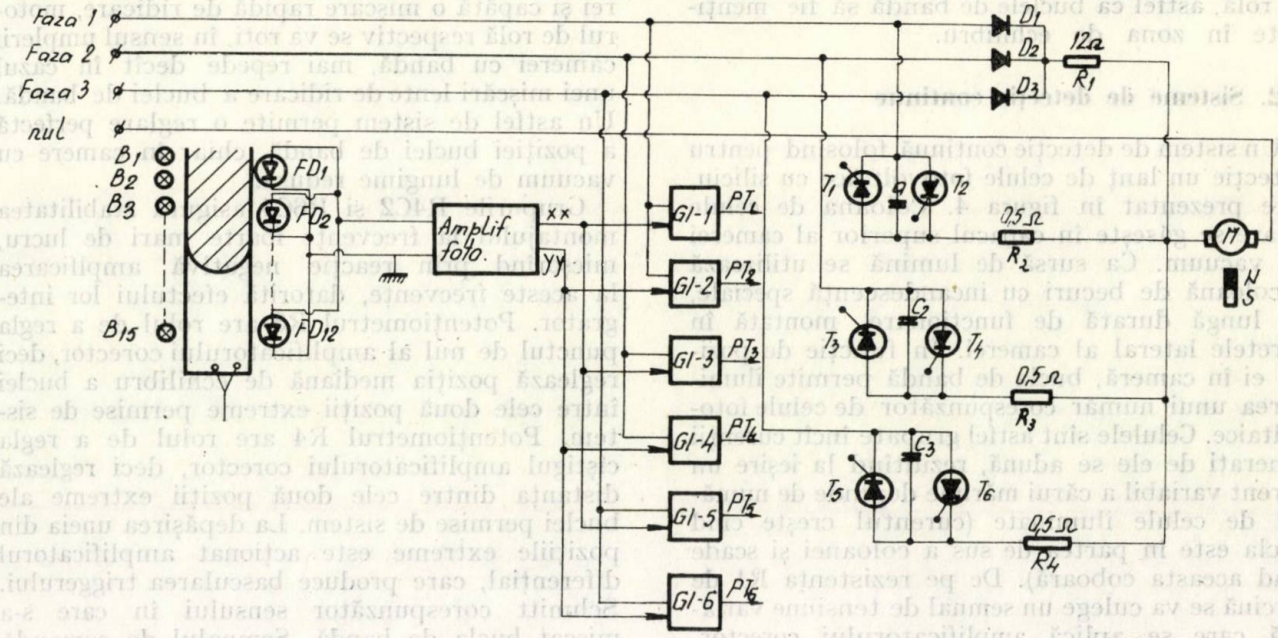


Fig. 5

Sursa de lumină este formată din 15 becuri cu incandescență, montate în paralel. Elementul fotosensibil este format din 12 fotodiode, montate de asemenea în paralel.

Curentul de ieșire furnizat de coloana de fotodiode are următoarele valori, în funcție de poziția buclei de bandă în camera cu vacuum:

— 0 mA, cînd bucla ajunge în poziție extremă inferioară (toate fotodiodele sînt obturate);

— 0,5 . . .0,7 mA, pentru o poziție mediană a buclei;

— 1,1. . .1,2 mA, cînd bucla ajunge în poziție extremă superioară (toate fotodiodele sînt iluminate).

Semnalul de ieșire al coloanei de fotodiode este introdus într-un amplificator cu o impedanță mică de intrare, necesară pentru o bună liniaritate a detecției, numit amplificator de fotosemnal. Caracteristica sa de amplificare-frecvență este de tip proporțional-derivativ, favorizînd amplificarea în domeniu frecvențelor înalte. Etajul final al amplificatorului foto este un amplificator diferențial, atacat de semnalele cu variație rapidă prin două grupuri de cîte două condensatoare electrolitice, montate în serie, cu polarități opuse, pentru a elimina eficient componenta continuă a semnalului. Semnalele de la ieșirea amplificatorului diferențial, notate cu xx și yy, vor comanda în antifază generatoarele de impulsuri notate GI1 . . . GI6. Generatorul de impulsuri este o schemă de oscilator autoblocat, sincronizat cu frecvența rețelei. Cele 6 generatoare de impulsuri sînt grupate în 3 perechi, fiecare pereche fiind sincronizată cu una din fazele rețelei trifazice. Semisinusoida pozitivă a tensiunii rețelei va bloca primele etaje din generatorul de impulsuri, producînd încărcarea unui condensator, montat în colectorul unui tranzistor folosit ca generator de curent constant. Curentul acestui generator este comandat de valoarea tensiunii de semnal xx care se aplică în baza tranzistorului respectiv. Condensatorul se încarcă deci pînă la valoarea de prag a tensiunii la bornele sale, dependent de poziția buclei în camera cu vacuum. Tensiunea de prag va comanda amorsarea oscilațiilor oscilatorului autoblocat, care este etajul final al generatorului de impulsuri. Impulsurile generate de oscilatorul autoblocat, cu durata stabilită de constanta de timp a descărcării condensatorului de prag pe rezistența din baza tranzistorului oscilator, vor comanda anclanșarea tiristorului respectiv, cu un unghi de deschidere dependent de valoarea xx, deci de poziția buclei. Circuitul realizează astfel un curent mediu prin motor, care depinde direct de poziția buclei de bandă în camera cu vacuum. În secundarul transformatorului oscilatorului autoblocat există o diodă astfel montată încît permite aplicarea, pe poarta tiristorului, doar a impulsului pozitiv generat de oscilator, iar curentul aplicat porții este limitat de o rezistență

în serie cu această diodă. O rezistență în paralel cu circuitul poartă-catod al tiristorului micșorează efectele variației în timp a tensiunii de comandă.

Generatorul de impulsuri, perechea primului generator, formează impulsuri de comandă în același mod, dar unghiul de deschidere al tensiunii de comandă pentru tiristorul pereche depinde de semnalul yy, furnizat de amplificatorul foto.

Motorul de rolă este deci alimentat cu tensiune continuă furnizată de tiristoarele redresorului trifazic, fiind comandat într-un sens de rotație sau în sens opus, în funcție de deschiderea unuia din tiristoarele din pereche, acest lucru fiind determinat de poziția buclei de bandă în camera cu vacuum. Cele 3 perechi de tiristoare funcționează în paralel redresînd cele trei faze ale rețelei; la motor ajunge o tensiune de alimentare continuă însumată, aceasta din motive de asigurare a curentului absorbit de motor. În paralel pe fiecare comutator bilateral cu tiristoare este cîte un condesator de 0,22 μF (C1, C2, C3), care are rolul de a înlătura paraziții de comutație apăruți la deschiderea și blocarea tiristoarelor. Rezistențele R2, R3, R4 au rol de protecție a tiristoarelor la efectele comutației periilor motorului. Se observă că motorul are o polarizare continuă obținută prin intermediul redresorului trifazic, realizat cu diodele D1, D2 și D3. Motorul va avea deci în permanență un cuplu motor de valoare mică, dictat de valoarea mare a rezistenței de polarizare R1. Acest cuplu are rolul de a compensa cuplul aplicat arborelui motorului de către rola trasă de bucla de bandă aflată în camera cu vacuum. La deruloarele de alte tipuri, acest efect este realizat prin crearea unui cuplu permanent de fricțiune.

3. Sisteme de detecție cu prisme optic

Un sistem de detecție a poziției buclei de bandă în camera cu vacuum este reprezentat în figura 6.

Ca element traductor fotoelectric este folosit fototranzistorul 3, iar ca sursă de lumină se folosește o coloană cu becuri cu incandescență 2. Bucla de bandă magnetică 4 obturează prisma multiplă 1, întrerupînd razele de lumină provenite de la sursa liniară. Elementul principal al sistemului de detecție, prisma multiplă, este construit dintr-o serie de prisme elementare lipite prin suprapunere. Fețele active ale acestor prisme sînt teșite sub un unghi care asigură reflexia totală a fasciculuul luminos intrat în prismă. Fototranzistorul va însuma fluxurile luminoase elementare primite prin intermediul prismelor elementare de la sursa liniară de lumină și va genera un semnal electric care depinde direct proporțional de fluxul luminos total, deci de poziția buclei de bandă în camera cu vacuum.

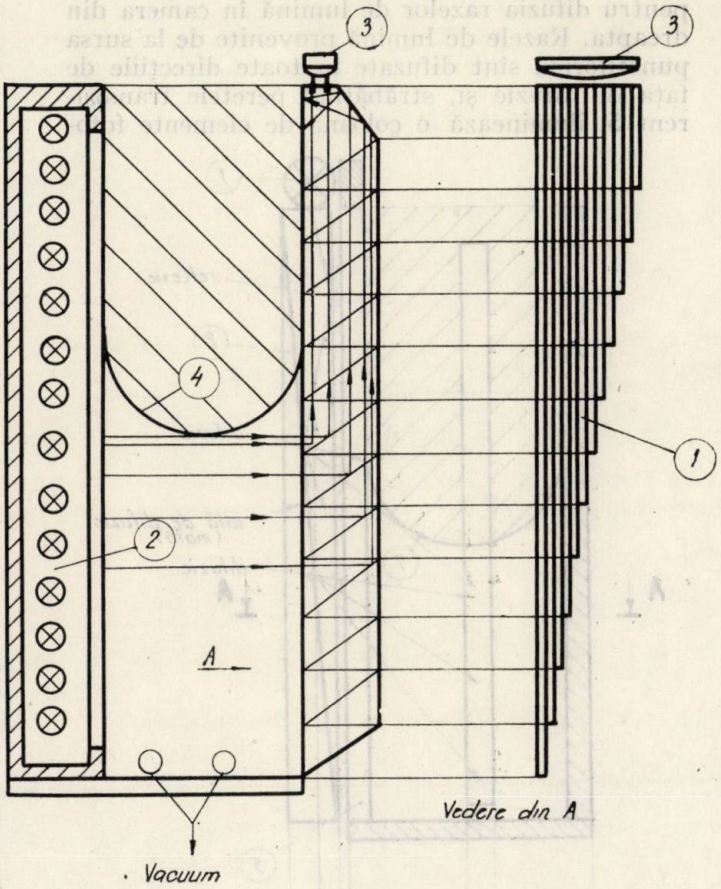


Fig. 6

Acest sistem este foarte modern și are marele avantaj de a face o detecție liniară continuă a poziției buclei de bandă, folosind un traductor de mică dimensiune. Dar construcția prismei optice ridică probleme speciale de optică, greu de soluționat:

— transparența perfectă a materialului prismei, pentru a nu se atenua fluxul optic din cauza drumului lung parcurs;

— geometria perfectă a prismelor elementare, pentru a micșora cît mai mult reflexiile parazite;

— compoziția soluției de lipit folosite la asamblarea prismei optice, pentru a micșora cît mai mult absorbția razelor de lumină.

Un alt sistem de detecție cu prisme este prezentat în figura 7. Aici se folosește un singur bec cu incandescență 1 care iluminează prisma de difuzie 2.

Acest sistem înlocuiește perfect sursa liniară uzuală de lumină a camerei cu vacuum. Prisma de difuzie este construită din două prisme cu o față comună mată, numită față de difuzie. Prisma din stînga este utilizată pentru difuzia razelor de lumină în camera cu vacuum din stînga, prisma din dreapta aparține camerei cu vacuum din dreapta, cele două camere fiind alipite. Un bec, situat în partea inferioară a prismei, constituie sursa de lumină punctiformă

pentru difuzia razelor de lumină în camera din dreapta. Razele de lumină provenite de la sursa punctiformă sînt difuzate în toate direcţiile de faţa de difuzie şi, străbătînd peretele transparent 5, ilumineză o coloană de elemente foto-

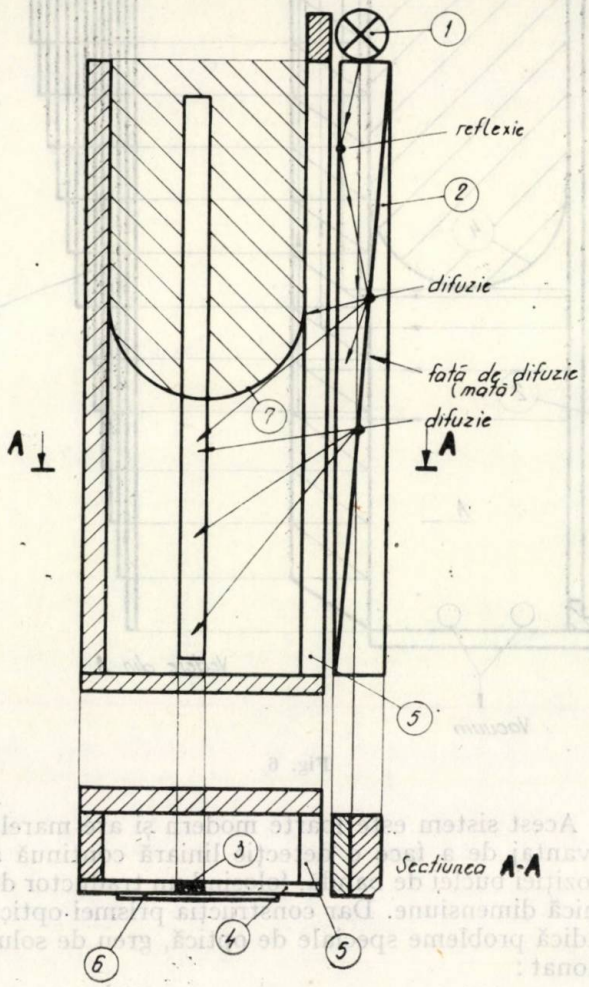


Fig. 7

voltaice cu siliciu 3, montată în interiorul capacului superior transparent 4 al camerei cu vacuum. Suprafaţa exterioară a capacului 4 este prevăzută cu o etichetă opacă 6 care protejează coloana de elemente fotovoltaice de lumina din exterior. Bucla de bandă 7 obturează o parte din coloana de fotocelule, deci curentul de ieşire furnizat de aceasta dă o informaţie clară asupra poziţiei buclei de bandă în camera cu vacuum.

Sistemul are avantajul folosirii unui singur bec cu incandescenţă în loc de o coloană de becuri, eliminînd astfel posibilitatea detectării eronate a poziţiei buclei de bandă în cazul defectării unuia sau mai multor becuri din coloană.

Sistemele de acţionare ale motoarelor de role, în cazul sistemelor de detecţie cu prisme optice, sînt în general asemănătoare cu cele utilizate la sistemele de detecţie continue, avînd în vedere că detecţia cu prisme optice se face pe principiul detecţiei continue, ca un singur semnal de informaţie de ieşire ca sumă de semnale elementare.

4. Concluzii

Pentru a putea compara performanţele realizate de sistemele de detecţie prezentate mai sus, vom defini un coeficient k_{ef} de utilizare efectivă a camerei cu vacuum:

$$k_{ef} = \frac{l}{L},$$

unde: l este lungimea domeniului de echilibru al camerei cu vacuum;

L — lungimea totală a camerei cu vacuum.

Notăm cu t_p timpul de parcurgere, de către bucla de bandă, a domeniului de echilibru al camerei cu vacuum pentru mers normal înainte sau înapoi. Considerăm că motorul de rolă nu demarează în timpul parcurgerii acestui domeniu.

Vom considera de asemenea viteza maximă pe care o realizează deruloarele avînd tipurile de detecţie studiate. Pentru viteza buclei am luat în calcul $v_{max}/2$ deoarece, în cazul în care rola stă pe loc, viteza de deplasare a capătului buclei este de două ori mai mică decît viteza de antrenare a benzii:

$$t_p = \frac{l}{\frac{v_{max}}{2}} \cdot 10^3 \ m^3.$$

În figura 8 sînt reprezentate camerele cu vacuum ale sistemelor studiate, cu cotele lor.

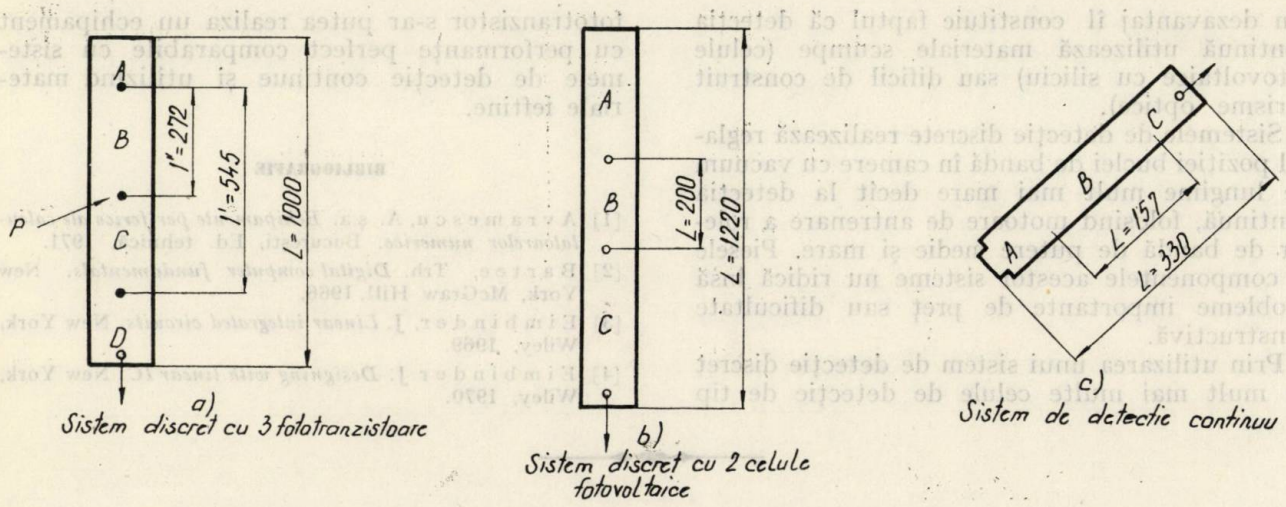
Pentru sistemul cu detecţie discret din figura 8,a coeficientului de utilizare efectivă este $k_{ef} = \frac{l'}{L'}$, iar timpul de parcurgere este $t_p = \frac{l''}{v_{max}/2}$, aceasta din cauză că domeniul de echilibru se deplasează în funcţie de sensul mişcării buclei. Pentru deruloarele care utilizează camere cu vacuum cotite (fig. 8,d şi fig. 8,e) considerăm în calcul L — lungimea liniei mediane.

În tabela comparativă 1 sînt date caracteristicile sistemelor de detecţie studiate: l, L, v_{max}, k_{ef}, t_p.

Se constată următoarele:

— La sistemul de detecţie discret cu două celule fotovoltaice, coeficientul de utilizare efectivă a camerei cu vacuum este redus. Din această cauză, pentru un reglaj eficace al poziţiei buclelor în camere, acestea din urmă trebuie să aibă lungime mare.

Din cauză că timpul de parcurgere al zonei de echilibru este mic, motoarele de rolă utili-



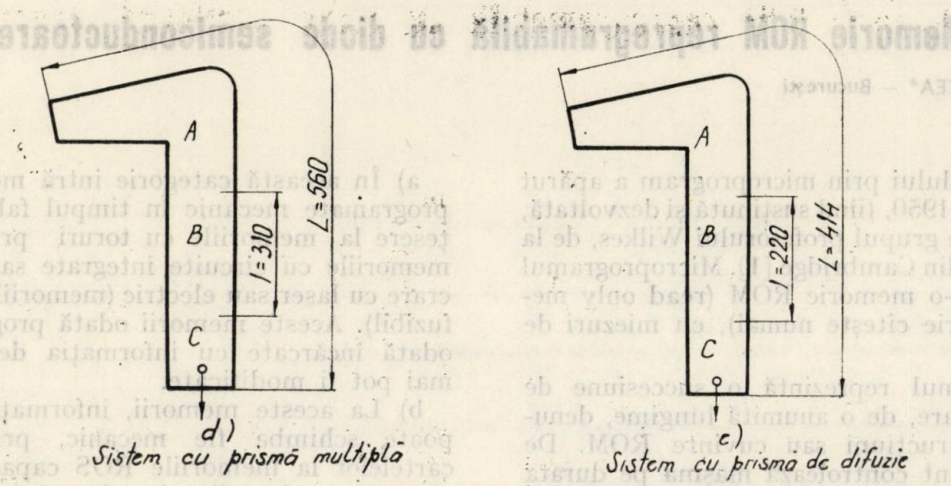


Fig. 8

Tabela 1

Nr.	Sistem de detecţie şi acţionare	l(mm)	L(mm)	v_{max} cm/s	k_{ef}	t_p (ms)
1	Detecţie discretă cu 3 fototranzistoare	$l' = 545$ $l'' = 272$	1000	190	0,545	286
2	Detecţie discretă cu 2 celule foto	200	1220	508	0,164	79
3	Detecţie continuă cu lanţ de celule foto	157	330	190	0,475	165
4	Detecţie cu prismă multiplă	310	560	304	0,550	205
5	Detecţie cu prismă de difuzie	220	414	380	0,530	115

zate trebuie să fie puternice, pentru a putea demara într-un timp inferior lui $t_p = 79$ ms. Sistemul acţionează după ieşirea buclei din zona de echilibru. Din această cauză s-a luat o zonă utilă redusă la o lungime totală a camerei mare, evitîndu-se ieşirea buclei de bandă din cameră.

— La sistemul de detecţie discret cu trei fototranzistoare şi patru zone de reglare, raportul k_{ef} este mult mai bun. Pentru viteza de 190 cm/s a derulorului, timpul de trecere t_p rămîne redus, deşi e mai mare decît cel de la sistemul cu două celule fotovoltaice. Camerele cu vacuum sînt destul de lungi. Din aceste considerente rezultă că sistemul nu cere motoare de role puternice, căci o lungime mare a zonei de reglare permite o excursie mare a buclei de bandă. Sistemul este mai economic decît primul.

— La sistemele de detecţie continue, coeficienţii de utilizare efectivă a camerei cu vacuum au valori cuprinse între 0,47 şi 0,55, deci aproximativ egali cu cei de la sistemele discrete cu mai multe celule de detecţie. O îmbunătăţire substanţială apare prin faptul că, pentru performanţe egale cu cele ale sistemelor discrete, aici se utilizează camere cu vacuum mult mai scurte (330. . .560 mm), fără a folosi motoare de rolă mult mai puternice. Sistemele de detecţie continue realizează deci o reglare eficientă a poziţiei buclei de bandă în camere cu vacuum de lungime medie şi mică, folosind motoare de antrenare a rolelor de bandă de putere medie.

Un dezavantaj îl constituie faptul că detecția continuă utilizează materiale scumpe (celule fotovoltaice cu siliciu) sau dificil de construit (prisme optice).

Sistemele de detecție discrete realizează reglajul poziției buclei de bandă în camere cu vacuum de lungime mult mai mare decît la detecția continuă, folosind motoare de antrenare a rolelor de bandă de putere medie și mare. Piesele și componentele acestor sisteme nu ridică însă probleme importante de preț sau dificultate constructivă.

Prin utilizarea unui sistem de detecție discret cu mult mai multe celule de detecție de tip fototranzistor s-ar putea realiza un echipament cu performanțe perfect comparabile cu sistemele de detecție continue și utilizînd materiale ieftine.

BIBLIOGRAFIE

[1] Avramescu, A. ș.a. *Echipamente periferice ale calculatoarelor numerice*. București, Ed. tehnică, 1971.

[2] Bartee, Trh. *Digital computer fundamentals*. New York, McGraw Hill, 1966.

[3] Eimbinder, J. *Linear integrated circuits*. New York, Wiley, 1969.

[4] Eimbinder J. *Designing with linear IC*. New York, Wiley, 1970.

Memorie ROM reprogramabilă cu diode semiconductoare

GHEORGHE VERZEA* — București

CZ 681.327 : 681.3.06

Ideea controlului prin microprogram a apărut în jurul anului 1950, fiind susținută și dezvoltată, în principal, de grupul profesorului Wilkes, de la Universitatea din Cambridge [1]. Microprogramul era stocat într-o memorie ROM (read only memory — memorie citește numai), cu miezuri de ferită.

Microprogramul reprezintă o succesiune de combinații binare, de o anumită lungime, denumite microinstrucțiuni sau cuvinte ROM. De obicei, un cuvînt controlează mașina pe durata unui ciclu de memorie ROM. Este posibil însă ca un cuvînt ROM să controleze starea mașinii și în ciclurile ulterioare ciclului în care este citit. Pentru aceasta, anumiți biți din cuvînt sînt memorați într-un registru care nu se șterge la sfîrșitul ciclului ROM.

Nu este obligatoriu ca microprogramul să fie stocat într-o memorie tip „citește numai", dar este avantajos datorită ciclului redus al memoriilor ROS (read only store; termenii ROM și ROS au același conținut noțional). Acest avantaj dispare prin apariția memoriilor cu semiconductoare bipolare, cu ciclu mai mic de 50 ns.

Aceste memorii, permițînd și operația de scriere cu viteză foarte mare, se pot încărca în timpul funcționării de pe un suport extern, de pildă o memorie pe disc magnetic.

Memoriile folosite pentru stocarea microprogramelor se pot clasifica, după posibilitatea de a schimba informația stocată, în 3 categorii:

a) memorii ROS permanente sau fixe;
b) memorii ROS semipermanente (șanjabile);
c) memorii RAM (memorii cu acces aleatoriu).

a) În această categorie intră memoriile ROS programate mecanic în timpul fabricației, prin țesere la memoriile cu toruri prin mascare la memoriile cu circuite integrate sau prin prelucrare cu laser sau electric (memoriile integrate cu fuzibil). Aceste memorii odată programate, deci odată încărcate cu informația de control, nu mai pot fi modificate.

b) La aceste memorii, informația stocată se poate schimba fie mecanic, prin înlocuirea cartelelor la memoriile ROS capacitive, inductive sau optice, fie electric printr-un regim de impulsuri adecvat la memoriile RMM (memorii cu scriere lentă și citire rapidă) cu „ovonic", fie combinat optic și electric (se șterg cu radiații X și se rescriu electric).

Dintre toate tipurile de memorii semipermanente cea mai avansată este memoria cu ovonic, [3], deoarece se rescrie ușor, repede și are ciclu redus.

c) În această categorie intră memorii care permit și scriere și citire. La inițializarea sistemului se încarcă memoria cu microprogramul necesar de pe un disc sau tambur magnetic.

Memoriile folosite pentru stocarea microprogramelor se pot clasifica și după alte criterii, de exemplu:

— tipul elementului de cuplare folosit în matricea ROS;

— tehnologia de realizare a memoriei;

— principiul fizic pe care se bazează funcționarea memoriei etc.

Am dat doar clasificarea după criteriul posibilității de modificare a informației stocate, deoarece această caracteristică este de importanță deosebită pentru memoriile ROS folosite în construcția modelelor, unde este necesară re-

* Ing. *Gh. Verzea* lucrează la Institutul de cercetări și proiectări pentru tehnica de calcul (ITC).

programarea memoriei. La construirea memoriei ROS descrisă în acest articol s-a ținut seamă în primul rînd de această necesitate.

În paragraful următor se trec în revistă cîteva tipuri tehnologice de memorii ROS folosite în unitățile de comandă și în controloarele unor sisteme de calcul.

1. Tipuri tehnologice de memorii ROS folosite în sistemele de calcul microprogramate

Primul calculator care folosește complet posibilitățile memoriei ROS ca suport pentru stocarea informației de control este EDSAC II, construit de Wilkes [4]. Memoria ROS este construită cu toruri de ferită, cu ciclu dreptunghiular, și organizată după sistemul : un miez magnetic pentru fiecare cuvînt și o singură linie pentru fiecare bit, această linie trecînd prin miezurile cuvintelor care au bitul corespunzător de valoare 1.

La selectarea XY a unui miez, prin comutația acestuia se induc tensiuni numai în liniile de bit care trec prin miezul respectiv.

Ciclul memoriei ROS este de 1,5 μs, capacitatea memoriei de 1 k-cuvinte. Conținutul memoriei se schimbă foarte greu. Practic, se poate considera că este o memorie permanentă.

Primul mare sistem microprogramat este IBM/360. Modelele 20 și 40 folosesc o memorie ROS cu transformator (TROS), organizată după sistemul „scară" ; un singur miez magnetic pentru fiecare bit și cîte o linie de comandă pentru fiecare cuvînt. Linia de cuvînt trece numai prin miezurile biților care au valoarea 1 în cuvîntul respectiv.

Deci memoria conține atîtea miezuri magnetice cîți biți sînt într-un cuvînt.

Liniile de cuvînt sînt realizate cu cablaje flexibile, ceea ce permite automatizarea programării și ușurează schimbarea relativ ușoară a conținutului memoriei (se înlocuiește folia de cablaj flexibil cu altă folie cu configurația dorită).

Ciclul memoriei TROS este 625 ns, la o capacitate de 8 k—cuvinte de cîte 56 biți.

Calculatorul IBM/360, model 30, folosește o memorie ROS capacitivă (CROS) cu ciclu de 750 ns și capacitatea de 4 k-cuvinte de cîte 60 biți. Microprogramul este perforat pe cartele cu circuit imprimat de dimensiuni standard, care se pot prelucra pe perforatoare obișnuite. Pe cartelă este depusă una din armăturile condensatorului (elementul de cuplaj din matricea ROS). Ca și memoriile TROS, memoriile CROS sînt semipermanente. Prin schimbarea cartelei perforate se schimbă informația stocată.

Modelul 50 folosește o memorie CROS modificată, cu ciclul de 500 ns și capacitatea de 2816 cuvinte de cîte 90 biți. Tot o memorie CROS folosește și modelul 85, cu ciclu de 80 ns și capacitatea de 2 k-cuvinte de cîte 108 biți.

Calculatorul Spectra 70, model, 45, folosește o memorie TROS, organizată după sistemul „scară", cu circuitul magnetic format din 2 miezuri E, spre deosebire de IBM/360, model 40, unde circuitul magnetic este format de un miez U completat cu un miez I. Ciclul memoriei ROS este de 960 ns, timpul de acces fiind de 480 ns.

În acest sistem sînt folosite 2 memorii ROS identice, cu registre de adresă și informație separate. Citirea microinstrucțiunilor se face imbricat ; în timp ce se execută microinstrucțiunea citită dintr-o memorie ROS se citește microinstrucțiunea următoare din cealaltă memorie ROS. Această suprapunere mărește viteza mașinii, dar nu se poate aplica pentru salturi condiționale, cînd este necesar să se aștepte terminarea executării unei microinstrucțiuni pentru a ști care este adresa microinstrucțiunii următoare.

Calculatorul de pe nava misiunii Apollo 10 are o memorie ROS inductivă, organizată după sistemul : miez pe cuvînt și linie pe bit [8].

În sistemul H4200 se folosește o memorie cu miezuri, cu selecție liniară, cu ciclu de 125 ns și capacitatea de 2 k-cuvinte de cîte 120 biți.

O memorie ROS cu rezistențe se folosește în minicalculatorul ELBIT-100. Capacitatea memoriei este de 256 cuvinte de cîte 61 biți, iar timpul de acces de 400 ns.

Toate memoriile ROS trecute în revistă pînă acum folosesc elemente de cuplaj pasive bidirecționale. Matricele realizate cu aceste elemente sînt cele mai ieftine și au fiabilitatea ridicată.

Ca memorii ROS cu elemente pasive se pot considera și benzile și cartelele perforate. Ele nu pot fi folosite în dispozitivele de comandă din calculator pentru că au acces secvențial. Deoarece elementele pasive bidirecționale prezintă aceeași impedanță în ambele sensuri, apar la ieșirea amplificatoarelor de citire semnale false prin cuplaje de pe alte cuvinte neselectate. Acest neajuns dispare la memoriile ROS ce utilizează elemente de cuplaj unidirecționale. Cele mai utilizate memorii ROS cu elemente unidirecționale sînt memoriile cu dispozitive MOS. Față de memoriile ROS bipolare, sînt mai ieftine, au volum mai mic și consum mai redus, dar fiabilitate mai slabă, timp de acces cu un ordin de mărime mai mare și necesită circuite auxiliare mai complexe. Sînt menționate în literatură și memorii ROS-MOS cu timp de acces de același ordin de mărime ca la memoriile bipolare [6], [7]. Aceste memorii încă nu se găsesc ca produse comerciale (1. VI. 1973).

Introducînd în serie cu elementul de cuplare semiconductor (diodă sau tranzistor) o rezistență din semiconductor amorf, realizată sub formă de film depus pe cristalul în care se realizează matricea ROS, se obține o memorie reprogramabilă, denumită RMM. Scrierea acestei memorii, altfel zis programarea ei, se face aplicînd un regim de impulsuri, de o anumită intensitate și

durată [3]. Spre deosebire de memoriile ROS cu fuzibil, care se scriu o singură dată prin arderea fuzibilului acolo unde nu este necesar un cuplaj între linia de cuvînt și linia de bit, memoriile ROS cu dispozitiv ovonic se pot rescrie de mai multe ori.

Durata operației de scriere a întregii memorii depinde de aparatura folosită. Pentru un singur bit, scrierea durează 10 ms, pentru trecerea din stare amorfă (cu rezistență mare) în stare cristalină (cu rezistență mică) a filmului de ovonic, și 5 μs, pentru trecerea inversă. Memoriile ROS cu ovonic sînt foarte utile în elaborarea de modele pentru dispozitive de comandă. Ele nu pot fi folosite în producția de calculatoare, deocamdată, datorită prețului foarte ridicat (13 c/bit față de 0,5 c/bit la memoriile ROS-MOS ; prețurile sînt valabile pentru anul 1972).

2. Schema-bloc a memoriei realizate

Adresa microinstrucțiunii următoare este introdusă în registrul de adresă al memoriei — RAM (fig. 1). O parte din adresă este introdusă direct din microinstrucțiunea curentă, restul biților din adresă fiind condiționați de rezultatele operațiilor sau testelor ce se fac în ciclul curent.

CIA este circuitul de încărcare adresă. În cazul cînd microinstrucțiunea următoare are adresa crescută cu o unitate față de adresa microinstrucțiunii curente, bitul S din cuvîntul ROS are valoarea 1 și registrul de adresă RAM, legat ca numărător, avansează cu o unitate.

Partea de adresă din microinstrucțiune poate servi acum în alte scopuri, de exemplu pentru stocarea unei constante de lucru.

CD sînt circuitele de comandă ale decodificatorului (realizate cu CDB 440E).

Decodificatorul este realizat în 2 nivele : DI și DII. În primul nivel se decodifică grupuri de cîte 3 variabile de adresare :

$$a_1\ a_2\ a_3$$

$$a_4\ a_5\ a_6$$

$$a_7\ a_8\ a_9$$

Variabila a_9 nu este folosită, deoarece capacitatea memoriei construite este de numai $2^8 = 256$ cuvinte.

Decondificatorul DI este realizat cu circuite CDB 411HE. Nivelul al II-lea de decodificare, precum și comanda liniei de cuvînt Di, sînt realizate folosind circuitul CDB 440E. Pentru fiecare cuvînt există un singur circuit de comandă CC și pentru fiecare bit din cuvînt un singur circuit de citire.

Dacă în RAM este introdusă adresa microinstrucțiunii i, este selectat prin decodificare circuitul de comandă cuvînt i ; pe linia de cuvînt Di apare un impuls care este transmis la acele amplificatoare de citire AC care sînt cuplate la linia Δi.

Un circuit de comandă CC poate comanda maximum 32 de circuite de citire (un cuvînt are 32 de biți). Un circuit de citire este calculat pentru maximum 255 de intrări. Ca element de cuplare este folosită dioda de comutație cu siliciu 1N914.

Dioda D din circuitul de citire (fig. 1) servește la mărirea pragului de comutație.

Pentru T1 și T2 se folosește tranzistorul 2N709. Față de memoriile CROS și TROS, trecute în

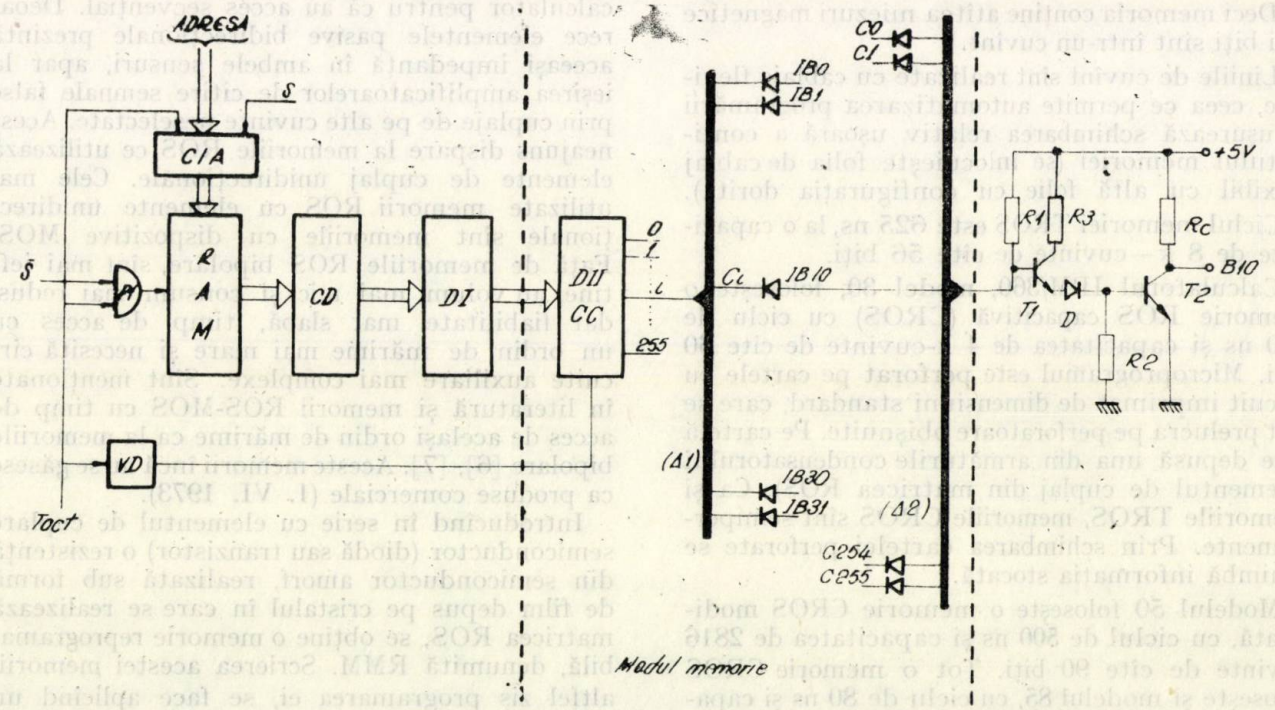


Fig. 1

revistă în §1, memoria cu diode prezentată în acest articol are următoarele avantaje :

— nu necesită registru de informație, deoarece mărimile de intrare și de ieșire sînt mărimi de C.C. (informația la ieșirea circuitelor de citire există atît timp cît nu se schimbă adresa conținută în RAM — fig. 1) ;

— circuite auxiliare mai simple ;

— imunitate la zgomot ridicată ;

— reprogramare rapidă, fără a necesita demontarea modulului de memorie ;

— structura modulară a memoriei (un modul DROS are capacitatea de 512 biți) face posibilă dimensionarea memoriei după cerința impusă de dispozitivul de comandă respectiv ;

— construirea memoriei nu pune probleme dificile de tehnologie.

În comparație cu memoriile TROS și CROS, memoria DROS are fiabilitate mai mică și cost mai ridicat.

3. Măsurători dinamice

Timpul de acces al memoriei se definește ca intervalul de timp între introducerea adresei în registrul de adresă RAM (care are loc pe frontul crescător al impulsului de tact) și apariția informației la ieșirea circuitelor de citire B10.

În figura 2 sînt indicate două valori pentru timpul de acces :

— t_1 reprezintă timpul de acces pentru informație cu valoarea logică 1 ;

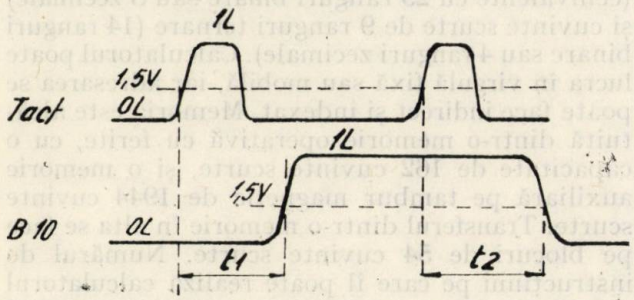


Fig. 2

— t_2 reprezintă timpul de acces pentru informație cu valoarea logică 0.

S-au obținut valorile :

$$t_1 = 78 \text{ ns},$$

$$t_2 = 84 \text{ ns}.$$

4. Concluzii

Memoria ROS cu diode are timp de acces măsurat mai mic de 90 ns. Ea poate fi construită în întregime din componente de producție românească.

Structura modulară a memoriei permite obținerea unei capacități adecvate aplicației, multiplu de 512 biți.

Structura primului nivel de decodificare permite dublarea capacității memoriei (de la 8 k-biți la 16 k-biți) doar prin adăugarea a numai 4 circuite ȘI în acest nivel.

Al II-lea nivel de decondificare (circuitele de comandă cuvînt și matricea cu diode) este amplasat pe modulul DROS.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wilkes, M. V. *The best way to desing an automatic calculating machine.* Report of Manchester University Computer Inaugural Conference, iulie 1951.

[2] Marino, J., Sirota, J. *There's a ROM that's sure to fill your needs.* In : Electronics, 16 mar 1970.

[3] Neale, R. G., Nelson, D. L. *Nonvolatile and reprogramable, the read-mostly memory is here.* In : Electronics, 28 sep 1970.

[4] Husson, S. S. *Microprogramming, principles and practices.* Prentice Hall, 1970.

[5] Barnett, C. J., Bergh, A. *Design bipolar considerations for a hingh-speed bipolar read-only memory.* In : IEEE journal SSC, vol. SC-5, nr. 5, 1970.

[6] Lynes, D. J., Hodges, D. A.. *Memory using diode coupled bipolar transistor cells.* In : IEEE journal SSC, vol. SC—5, nr. 5, 1970.

[7] Altman, L. *Semiconductor RAMS land computer mainframe jobs.* In : Electronics, 28 aug 1972.

[8] Taub, D. M. *A short review of ROM.* In : Proc. IEEE, vol. 50, nr. 11, 1962.

Proiectarea automatelor finite în logică ternară

CRISTIAN S. LUPU * — București

CZ 62-52.001 : 681 325 65

În prezent , marea majoritate a dispozitivelor electronice numerice este construită cu elemente bipoziționale. Faptul că partea de proiectare logică și electronică a acestor dispozitive este foarte cunoscută, în plus simplitatea lor relativă, precum și stabilitatea la perturbații, explică răspîndirea masivă a logicii bivalente. Din punct de vedere tehnic însă, baza optimă de reprezentare a numerelor este baza *e*. Într-adevăr, numărul maxim care se poate scrie într-o bază oarecare, de exemplu în baza *a* cu ajutorul a r_a ranguri, este :

$$N_{aM} = a^{r_a} - 1. \qquad (1)$$

* Ing. *C. Lupu* lucrează la Institutul de cercetări și proiectări pentru tehnica de calcul (ITC).

Același număr poate fi reprezentat și într-o altă bază b cu ajutorul a r_b ranguri :

$$a^{r_a} - 1 = b^{r_b} - 1. \quad (2)$$

Logaritmînd, rezultă :

$$r_a \ln a = r_b \ln b$$

sau :

$$r_b = r_a \frac{\ln a}{\ln b}. \quad (3)$$

Reprezentarea numerelor se poate aprecia după numărul de ranguri necesar (deci de elemente de memorie), cît și după numărul de stări (cifre) necesar la fiecare rang (complexitatea elementului de memorie). Luînd în considerare acest criteriu, se neglijează totuși alte criterii posibile, cum sînt simplitatea operațiilor logice sau aritmetice, a dispozitivelor electronice binare, în raport cu care apare, evident, mai avantajos sistemul binar.

Deci în continuare se va considera produsul $P = b \cdot r_b$:

$$P = b \cdot r_b = b \cdot r_a \frac{\ln a}{\ln b}. \quad (4)$$

Notînd $r_a \cdot \ln a = K$,
(4) devine :

$$P = K \frac{b}{\ln b}.$$

Derivînd (derivarea se aplică unei funcții discontinue) în raport cu baza de numerație pe care o dorim optimă, rezultă :

$$\frac{dP}{db} = K \frac{\ln b - 1}{(\ln b)^2}. \quad (5)$$

Baza optimă va fi $b_{opt} = e$.

Apare deci mai economică folosirea unor circuite ternare față de actualele circuite care lucrează în binar. La aceasta se pot adăuga, presupunînd pentru circuitele ternare aceeași viteză de lucru ca și a celor binare, următoarele avantaje [1], [2], [3] :

— o viteză mai mare a operațiilor serie, datorită numărului mai mic de digiți necesar ;

— o mai bună utilizare a canalelor de transmisiuni, datorită conținutului de informație mai mare purtat pe fiecare linie ;

— o densitate potențială de înmagazinare a informației mai mare ;

— presupunînd că un circuit ternar are același număr de terminale ca și circuitul binar corespunzător (una dintre principalele limitări în fabricarea circuitelor integrate), apare evident avantajul integrării logicii ternare ;

— reprezentînd numerele într-un calculator ternar cu ajutorul sistemului $-1, 0, +1$, negativarea se obține schimbînd semnul coeficienților $(-1 \leftrightarrow +1)$;

— în ternar nu mai este necesară rotunjirea pentru că există întotdeauna relația :

$$3^j > \sum_{i=0}^{j-1} 3^i ;$$

— folosind codul ponderat 9—3—1 cu coeficienți în ternar simetric $(-1, 0, +1)$, se utilizează 19 ieșiri din 27 posibile, adică circa 70% față de 62,5% utilizînd codul binar 8—4—2—1 ;

— logica cu trei valori este deosebit de avantajoasă în cazul controlului și comenzii unor dispozitive cu trei stări stabile.

Dezavantajele logicilor cu mai multe valori sînt legate de complexitatea crescută a circuitelor de bază corespunzătoare, precum și de lipsa unui sistem funcțional complet optim. Acestea sînt de fapt și direcțiile de cercetare în domeniul tehnic al logicilor nebinare. Totuși interesul deosebit față de logica ternară este dovedit de multiple preocupări pe plan mondial privind, așa cum s-a mai spus, atît aspectele teoretice, cît și cele aplicative ale problemei. De pildă, pot fi menționate lucrările [8] și [9] în care sînt propuse circuite ternare avînd la bază efectul Hall, respectiv circuite ternare cu diode tunel. De asemenea, în [10] este prezentat un sumator realizat cu circuite ternare. Construirea în U.R.S.S. a calculatorului ternar „Setuni" este încă un fapt demn de menționat. Acest calculator lucrează în sistemul de numerație ternar simetric — 1,0, + 1 [3]. Sînt folosite cuvinte lungi de 18 ranguri ternare (echivalente cu 29 ranguri binare sau 8 zecimale) și cuvinte scurte de 9 ranguri ternare (14 ranguri binare sau 4 ranguri zecimale). Calculatorul poate lucra în virgulă fixă sau mobilă, iar adresarea se poate face indirect și indexat. Memoria este alcătuită dintr-o memorie operativă cu ferite, cu o capacitate de 162 cuvinte scurte, și o memorie auxiliară pe tambur magnetic de 1944 cuvinte scurte. Transferul dintr-o memorie în alta se face pe blocuri de 54 cuvinte scurte. Numărul de instrucțiuni pe care îl poate realiza calculatorul este de 24, viteza medie a operațiilor fiind destul de mică, de circa 4 800 operații pe secundă, atunci cînd se lucrează cu memoria operativă, și de 2 000 operații pe secundă, în cazul lucrului cu tamburul magnetic. Introducerea datelor în mașină se face prin bandă perforată. Viteza atît de scăzută a calculatorului se datorește în primul rînd faptului că el are, ca element constructiv de bază, un amplificator magnetic cu ferită, comandat cu impulsuri de curent. Preocupări în direcția teoretică a problemei se pot găsi în lucrările [4], [5], [6], unde sînt propuse diferite sisteme funcțional complete, metode de minimizare a funcțiilor logice, circuite logice ternare adecvate.

Mai departe va fi prezentat un sistem funcțional complet ternar, circuite logice respective, precum și o metodă de proiectare a automatelor finite în logică trivalentă.

1. Algebra ternară

Se va prezenta un sistem funcţional complet format din setul de operaţii şi funcţii unare "+", "·", x^0, x^1, x^2 [4]. Acest set va fi folosit în proiectarea unui automat finit, datorită mai ales simplităţii şi asemănării lui cu sistemele binare. Se pot însă menţiona şi alte sisteme funcţional complete, ca acelea bazate pe suma modulo 3 [5] sau pe logica majoritară [6].

În sistemul ce va fi descris mai jos se definesc în mulţimea $L = \{0, 1, 2\}$ următoarele operaţii :

$$x + y = \text{maximum (x,y)} \quad x, y, \; x + y \in L, \tag{6}$$

$$x \cdot y = \text{minimum (x,y)} \quad x, y, \; x \cdot y \in L. \tag{7}$$

Se observă generalizarea funcţiilor binare SAU, respectiv ŞI. În tabela 1 sînt reprezentate cîteva funcţii numite unare (8 din $3^3 = 27$ posibile) necesare sistemului funcţional descris.

Tabela 1

x	x°	x^1	x^2	x^{01}	x^{12}	x^{02}	x^x	x^Δ
0	2	0	0	2	0	2	0	2
1	0	2	0	2	2	0	1	2
2	0	0	2	0	2	2	2	2

O funcţie ternară poate fi reprezentată, ca şi în binar, sub forma :

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) = \sum_{(a_1, a_2, \ldots, a_n)} f(a_1, a_2, \ldots, a_n) \cdot x_1^{a_1} \cdot x_2^{a_2} \cdot \ldots \cdot x_n^{a_n} \tag{8}$$

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) \in L$$

$$f(a_1, a_2, \ldots, a_n) \in L$$

$$a_i, \; x_i \in L, \; i = 1 \ldots n.$$

Aceasta este de fapt o generalizare a formei disjunctiv canonice din binar.

Din (8) rezultă, de asemenea, că orice funcţie ternară $f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ poate fi generată din $x_1, x_2, \ldots, x_n$ cu ajutorul operaţiilor "+", "·", al funcţiilor unare şi al constantei 1. Intr-adevăr, o funcţie ternară se poate reprezenta astfel :

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) = \sum_{f=1} 1 \cdot x_1^{a_1} \cdot x_2^{a_2} \cdot \ldots \cdot x_n^{a_n} + \sum_{f=2} x_1^{a_1} \cdot x_2^{a_2} \cdot \ldots \cdot x_n^{a_n} \tag{9}$$

sau :

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) = g(x_1, x_2, \ldots, x_n) + 1 \cdot h(x_1, x_2, \ldots, x_n). \tag{10}$$

De exemplu, funcţia a cărei tabelă de adevăr este tabela 2 se poate scrie în felul următor :

$$f(x_1, x_2) = x_1^2 \cdot x_2^0 + x_1^1 \cdot x_2^2 + 1 \cdot (x_1^0 \cdot x_2^0 + x_1^2 \cdot x_2^1 + x_1^0 \cdot x_2^2).$$

Tabela 2

x_1	x_2	$f(x_1, x_2)$
0	0	1
1	0	0
2	0	2
0	1	0
1	1	0
2	1	1
0	2	1
1	2	2
2	2	0

Se observă că funcţiile g şi h pot lua numai valorile 0 sau 2.

Simplificarea funcţiilor ternare folosind diagramele de minimizare

Deşi această metodă uşurează mult proiectarea, aplicarea ei în cazul ternar este limitată, datorită numărului mare de combinaţii, la funcţii de cel mult patru variabile. Exemple de diagrame ternare sînt date în figura 1. În aceste diagrame, f_i poate avea valorile 0, 1, 2 sau "—" (simbolizînd orice valoare). Unind domenii de 3×1, 3×2, 3×3, 1×2 sau 2×2 celule, se vor obţine implicanţi ai funcţiei reprezentate. Ca şi în binar, în principiu, trebuie unite cît mai multe celule.

Regulile de unire a celulelor sînt :

1. Se unesc celule adiacente cu aceeaşi valoare.

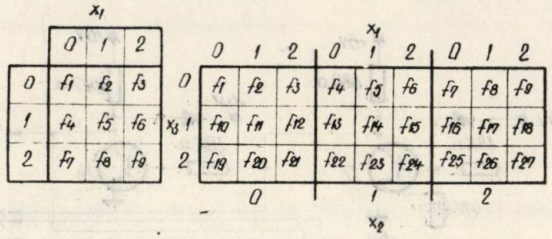


Fig. 1

2. Este permisă folosirea de mai multe ori a aceleiaşi celule.

3. Celulele cu valoare 2 pot fi considerate ca "—" la unirea celulelor de valoare 1.

Un exemplu de minimizare folosind o diagramă ternară este dat în figura 2. Va rezulta :

$$f(x_1, x_2, x_3) = x_1^1 \cdot x_3^0 + x_1^{01} \cdot x_2^1 \cdot x_3^0 + 1 \cdot x_3^0.$$

Pentru minimizare, Yoeli şi Rosenfeld au adaptat de asemenea la logica ternară şi metoda lui Quine. Ca şi în binar, forma minimă a unei funcţii se obţine din implicanţii ei primi.

II. Circuite ternare

Așa cum s-a arătat în capitolul 1, pentru generarea unei funcții ternare $f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ sînt necesare operațiile "+", "·", funcțiile unare și constanta 1. Nivelele de tensiune care s-au folosit au fost 0V, + 2V, +4V, corespunză-

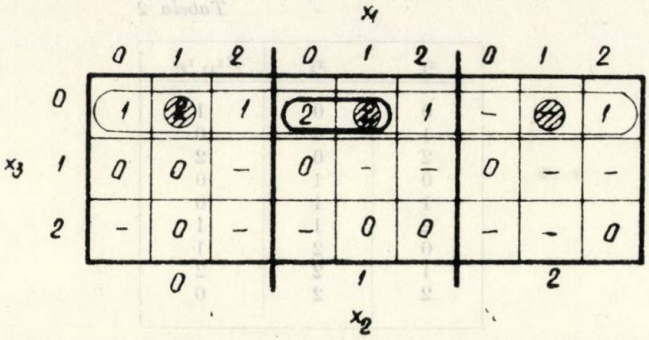


Fig. 2

toare mulțimii L = {0,1, 2}. Circuitele care implementează operațiile "+" și "·" sînt aceleași cu circuitele SAU, respectiv ȘI, folosite în logica binară pozitivă. Pornind de la [1], s-au proiectat și realizat circuitul pentru funcții unare (fig. 3) și circuitul de memorie care, împreună cu tabela lui de adevăr, este dat în figura 4a și b. Aceste circuite au fost încercate pînă la frecvențe de 1 MHz. Figurile 6, 7, 8, 9 prezintă rezultatele experiențelor.

1. Circuitul pentru funcții unare

Acesta este prezentat în figura 3. Tranzistoarele lucrează în regim de comutație. Prin proiectare s-a asigurat deschiderea lor numai pentru

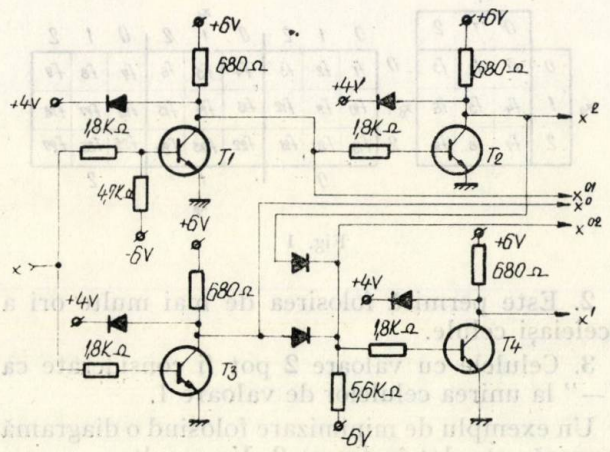


Fig. 3

anumite nivele la intrare. De exemplu, T_1 se va satura numai pentru nivel logic 2 la intrare (+4 V), iar în colectorul său se obține funcția x^{01} negată, adică x^2. Analog se obțin și celelalte funcții unare.

2. Circuitul de memorie

Este prezentat în figura 4a. Tranzistoarele lucrează de asemenea în regim de comutație. În orice situație, un singur tranzistor este saturat, iar ceilalți doi sînt blocați. Datorită elementelor de prag D_4, D_5, D_6 (fiecare constituit din trei diode de siliciu), în colectoarele tranzistoarelor se vor obține cele trei nivele de tensiune 0, 1 și 2. Ieșirea circuitului este S. Acest tristabil poate funcționa atîta ca celulă de memorare (generalizarea bistabilului de tip T), cît și ca element de memorie cu intrări separate (generalizarea bistabilului de tip RS). Intrările circuitului au fost notate M, N, P.

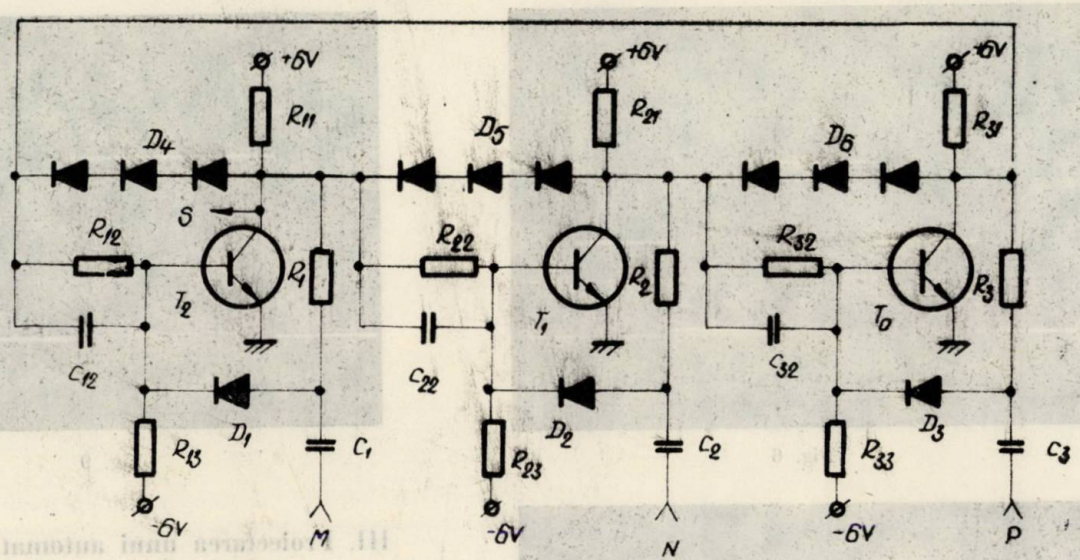
Pentru a funcționa ca celulă de numărare, cele trei intrări se leagă împreună și se aplică impulsuri dreptunghiulare. Se observă că diodele D_i permit trecerea, după derivare, numai a impulsurilor pozitive. Deci tranzistoarele se comandă spre saturare. Să presupunem starea inițială T_2 saturat, T_1, T_0 blocate ($S^n = 0$). Aplicînd un impuls pe intrarea $T = M = N = P$, el va fi derivat, iar vîrful pozitiv îl va menține pe T_2 saturat, va tinde să-l satureze pe T_1 și va satura pe T_0 (deci tensiunea din colectorul lui T_2 nu va influența tranzistorul T_1, iar saltul negativ din colectorul lui T_1 nu va putea menține blocat tranzistorul T_0 pentru că la intrare se aplică impulsuri de+4 V). Se produce reacția pozitivă care, în final, va avea ca rezultat o nouă stare în care T_1, T_2 sînt blocate, iar T_0 saturat ($S^{n+1} = 1$, fig. 4c).

Se observă că impulsul de comandă acționează, în primul rînd, asupra celui mai blocat tranzistor. Impulsurile aplicate pe intrarea T trebuie să aibă o amplitudine de cel puțin 4 V. Tabela tranzițiilor este dată în tabela 3.

Din această tabelă rezultă diagrama ternară din figura 5. Se obține următoarea ecuație de stare a circuitului:

$$S^{n+1} = T^2 \cdot (S^n)^1 + T^{01} \cdot (S^n)^2 + 1 \cdot [(S^n)^1 + T^2 \cdot (S^n)^{01}]. \quad (11)$$

Ca tristabil cu intrări separate, circuitul are tabela de excitație din figura 4b. Dacă intrarea poate avea orice nivel, în tabelă s-a trecut "—". De exemplu, pentru a trece tristabilul din starea $S^n = I$ în starea $S^{n+1} = 0$ (fig. 4c) trebuie aplicat $M = 2$, $N = —$, $P = 0$ (nivel maxim pe tranzistorul pe care vrem să-l saturăm și nivel minim pe tranzistorul care devine cel mai blocat). Aceasta înseamnă că T_2 va tinde spre saturare, iar pe baza tranzistorului T_1 se transmite saltul negativ din colectorul lui T_2, deci T_1 va tinde spre blocare. Dar, de fapt, tensiunea de colector a lui T_1 scade spre +2 V pentru că tensiunea din colectorul primului tranzistor scade la 0 V. Această scădere de potențial va determina blocarea lui T_0, care, prin reacție pozitivă, va grăbi saturarea lui T_2 etc. După terminarea acestui proces de reacție se obține starea $S = 0$



R_{i1} = 680 Ω, $i = 1,2,3$
R_{i2} = 1,8 KΩ, $i = 1,2,3$
R_{i3} = 4,7 KΩ, $i = 1,2,3$
R_i = 10 KΩ, $i = 1,2,3$
C_{i2} = 10 pF, $i = 1,2,3$
C_i = 6,8 pF, $i = 1,2,3$
T_0, T_1, T_2 = BC 107A
D_1, D_2, D_3 = EFD 107A
D_4, D_5, D_6 = au fost alese încît căderea de tensiune pe ele să fie 2V (s-au folosit joncțiuni E-B de tranzistoare cu Si; se pot folosi și diode Zener).

a)

S^n - starea precedentă
S^{n+1} - starea actuală

S_n	0			1			2		
S^{n+1}	0	1	2	0	1	2	0	1	2
M	2	-	0	2	-	0	2	-	0
N	-	0	2	-	0	2	-	0	2
P	0	2	-	0	2	-	0	2	-

b)

S	T_2	T_1	T_0
0	S	B	B
1	B	B	S
2	B	S	B

c)

Fig. 4

Tabela 3

T	S^n	S^{n+1}
0	0	0
0	1	1
0	2	2
1	0	0
1	1	1
1	2	2
2	0	1
2	1	2
2	2	0

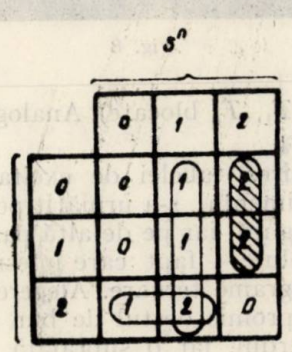


Fig. 5

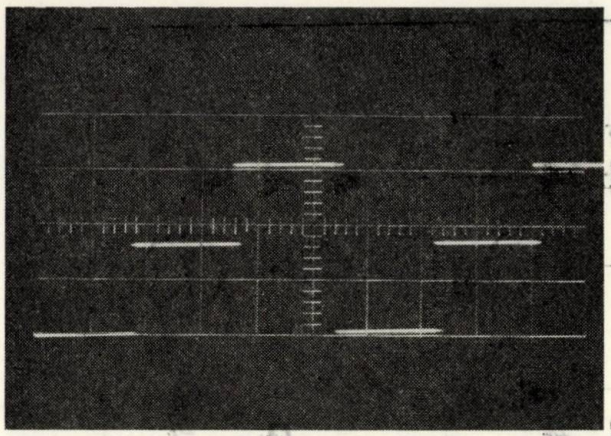


Fig. 6

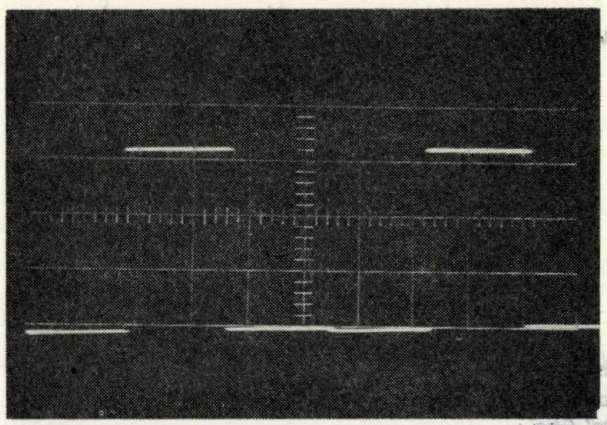


Fig. 7

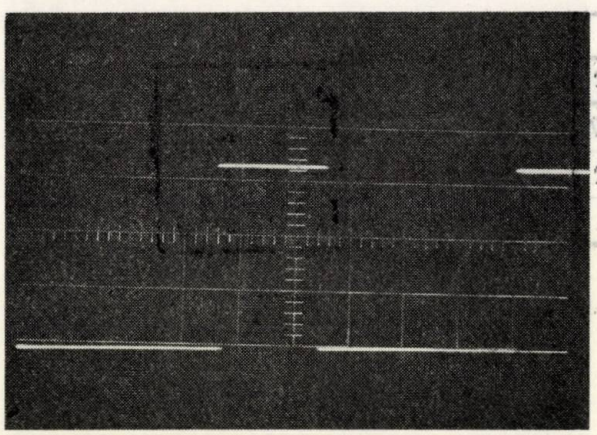


Fig. 8

(T_2 saturat, T_1, T_0 blocate). Analog pentru celelalte comenzi.

Prin folosirea tabelei de excitație (fig. 4b), aleasă experimental, s-a urmărit pe de o parte o comandă singură, iar pe de altă parte un număr sporit de celule — fapt care înlesnește minimizările cu diagrame ternare. Alegerea făcută pare a fi un compromis destul de bun pentru că se elimină hazardul, iar o suprafață de 33% din tabela de excitație este acoperită cu "—".

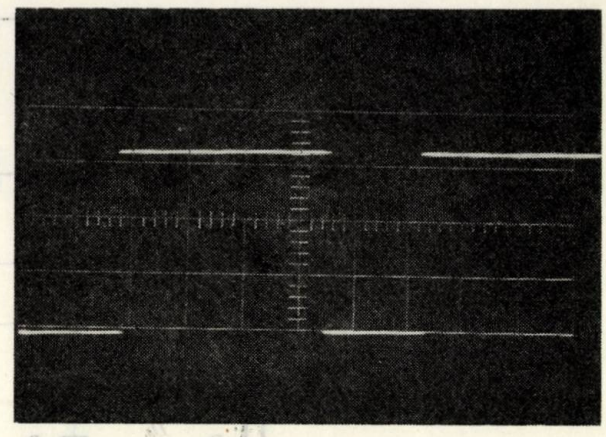


Fig. 9

III. Proiectarea unui automat finit

Utilizînd circuitele prezentate mai sus, se va sintetiza un comparator de frecvență numeric. Ideea care a stat la baza construcției logice binare a acestuia este prezentată în [7]. Comparatorul poate lucra numai în bucle de reacție, comandîndu-se cu un semnal de eroare o frecvență de referință.

Ca și în binar, prima etapă a proiectării este determinarea semnalelor de ieșire pentru o secvență de intrare exhaustivă. Acest lucru se poate urmări în figura 10. Intrările comparatorului, x_R și x_S, reprezintă trecerile prin zero spre plus ale semnalului de referință, respectiv ale frecvenței care se compară. Ieșirile sînt două semnale numerice Z și Φ. Cînd Φ este zero, sistemul se găsește în regim de comparare a frecvențelor (adică cele două frecvențe sînt foarte diferite), iar cînd Φ este 2, sistemul măsoară defazajul relativ (regim de fază). În regim de comparare ($\Phi = 0$), cînd $Z = 0$, frecvența de semnal este mai mică decît frecvența de referință, iar cînd $Z = 2$, situația este inversă. În regim de comparare a defazajului, Z alternează între 0 și 2 în funcție de defazaj.

Din figura 10 s-au dedus stările sistemului:

Starea 1. Regim de fază, ultimul impuls primit este x_R.

Starea 2. Regim de fază, ultimul impuls primit este x_S.

Starea 3. Regim de comparare, frecvența de referință mai mare decît cea de semnal, ultimul impuls primit este x_R.

Starea 4. Regim de comparare, frecvența de referință mai mare decît cea de semnal, ultimul impuls primit este x_S.

Starea 5. Regim de comparare, frecvența de referință mai mare decît cea de semnal, ultimele două impulsuri primite sînt x_S și x_R, în această ordine.

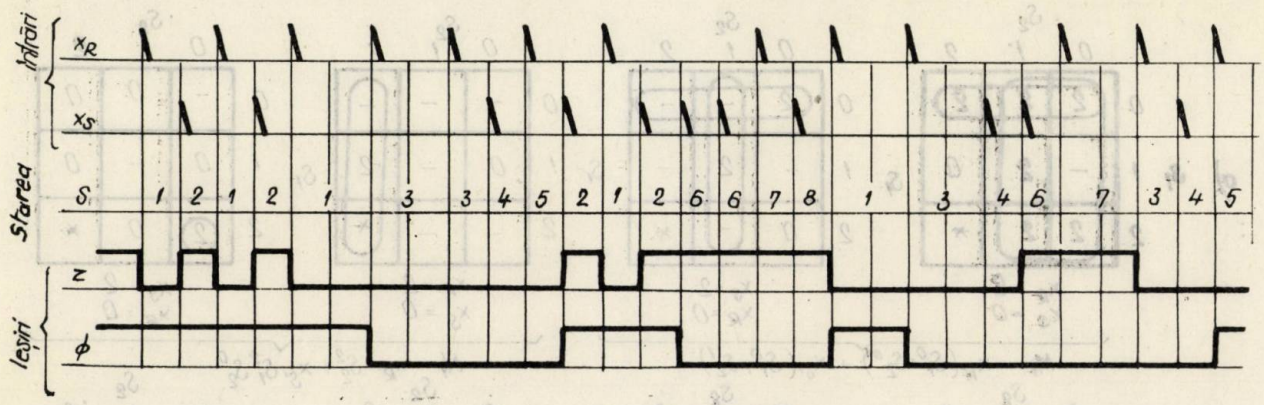


Fig. 10

Starea 6. Regim de comparare, frecvența de semnal mai mare decît cea de referință, ultimul impuls primit este x_S.

Starea 7. Regim de comparare, frecvența de semnal mai mare decît cea de referință, ultimul impuls primit este x_R.

Starea 8. Regim de comparare, frecvența de semnal mai mare decît cea de referință, ultimele două impulsuri primite sînt x_R și x_S, în această ordine.

Aceste opt stări care descriu în întregime sistemul pot fi codificate cu ajutorul a două tristabile, așa cum s-a făcut în tabela 4. Graful de tranziție este dat în figura 11, iar tabela 5 este de fapt tabela tranzițiilor. S-au folosit circuite tristabile cu intrări separate, iar tabela cu semnalele de comandă este tabela 6. Minimizările sînt făcute cu ajutorul diagramelor ternare și sînt prezentate în figura 12. Au rezultat următoarele

Tabela 4

S^n	S_1	S_2
1	0	0
2	0	1
3	0	2
4	1	0
5	1	1
6	1	2
7	2	0
8	2	1

Tabela 5

S^n	S^n	S^{n+1}	
		x_R	x_S
1	0 0	0 2	0 1
2	0 1	0 0	1 2
3	0 2	0 2	1 0
4	1 0	1 1	1 2
5	1 1	0 2	0 1
6	1 2	2 0	1 2
7	2 0	0 2	2 1
8	2 1	0 0	1 2

Tabela 6

S^n	S^{n+1}												Ieșirile	
	x_R						x_S							
S_1 S_2	M_1	N_1	P_1	M_2	N_2	P_2	M_1	N_1	P_1	M_2	N_2	P_2	z	Ø
0 0	2	—	0	0	2	—	2	—	0	—	0	2	0	2
0 1	2	—	0	2	—	0	—	0	2	0	2	—	2	2
0 2	2	—	0	0	2	—	—	0	2	2	—	0	0	0
1 0	—	0	2	—	0	2	—	0	2	0	2	—	0	0
1 1	2	—	0	0	2	—	2	—	0	—	0	2	0	0
1 2	0	2	—	2	—	0	—	0	2	0	2	—	2	0
2 0	2	—	0	0	2	—	0	2	—	—	0	2	2	0
2 1	2	—	0	2	—	0	—	0	2	0	2	—	2	0

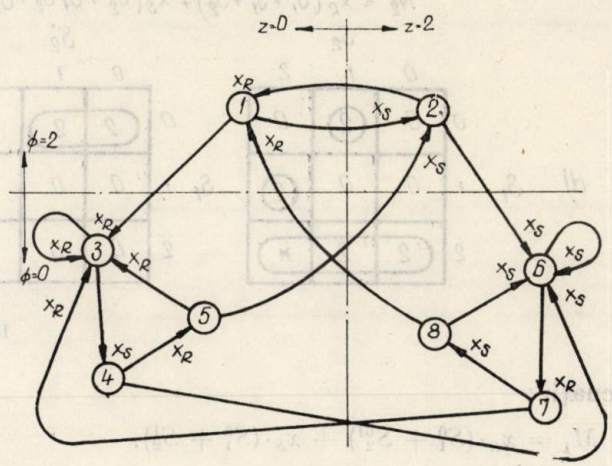


Fig. 11

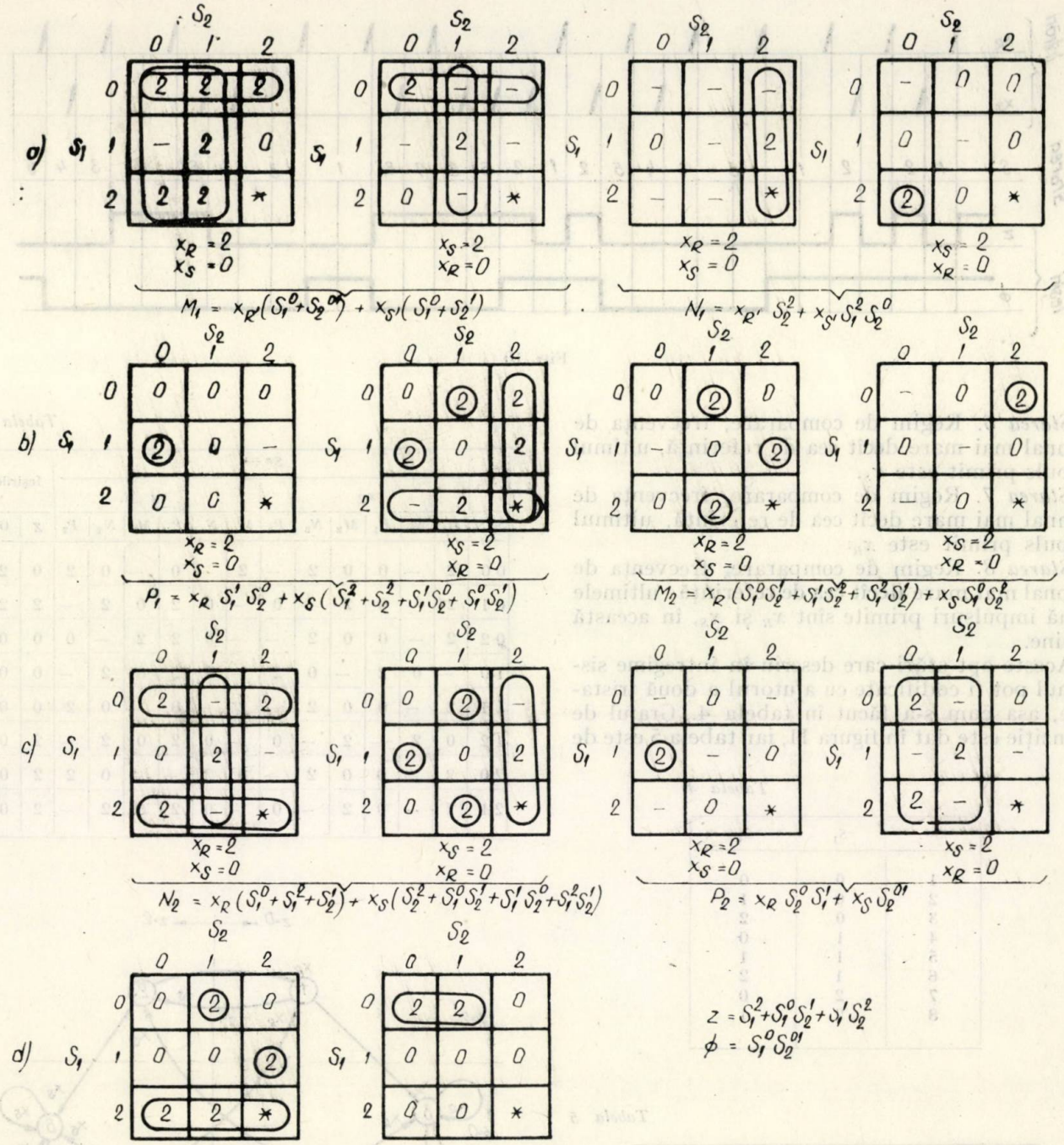


Fig. 12

ecuații :

$$M_1 = x_R \cdot (S_1^0 + S_2^{01}) + x_S \cdot (S_1^0 + S_2^1),$$

$$N_1 = x_R \cdot S_2^2 + x_S \cdot S_1^2 \cdot S_2^0,$$

$$P_1 = x_R \cdot S_1^1 \cdot S_2^0 + x_S \cdot (S_1^2 + S_2^2 + S_1^1 \cdot S_2^0 + S_1^0 \cdot S_2^1),$$

$$M_2 = x_R \cdot (S_1^0 \cdot S_2^1 + S_1^1 \cdot S_2^2 + S_1^2 \cdot S_2^1) + x_S \cdot S_1^0 \cdot S_2^2, \quad (12)$$

$$N_2 = x_R \cdot (S_1^0 + S_1^2 + S_2^1) + x_S \cdot (S_2^2 + S_1^0 \cdot S_2^1 + S_1^1 \cdot S_2^0 + S_1^2 \cdot S_2^1),$$

$$P_2 = x_R \cdot S_2^0 \cdot S_1^1 + x_S \cdot S_2^{01},$$

$$Z = S_1^2 + S_1^0 \cdot S_2^1 + S_1^1 \cdot S_2^2,$$

$$\Phi = S_1^0 \cdot S_2^{01}.$$

Din aceste ecuații a rezultat schema-bloc din figura 13. Această schemă a fost realizată experimental folosind circuitele ternare de mai sus. În figura 14 se observă ieșirea Z a comparatorului atunci cînd ea indică defazajul. Pentru că cele

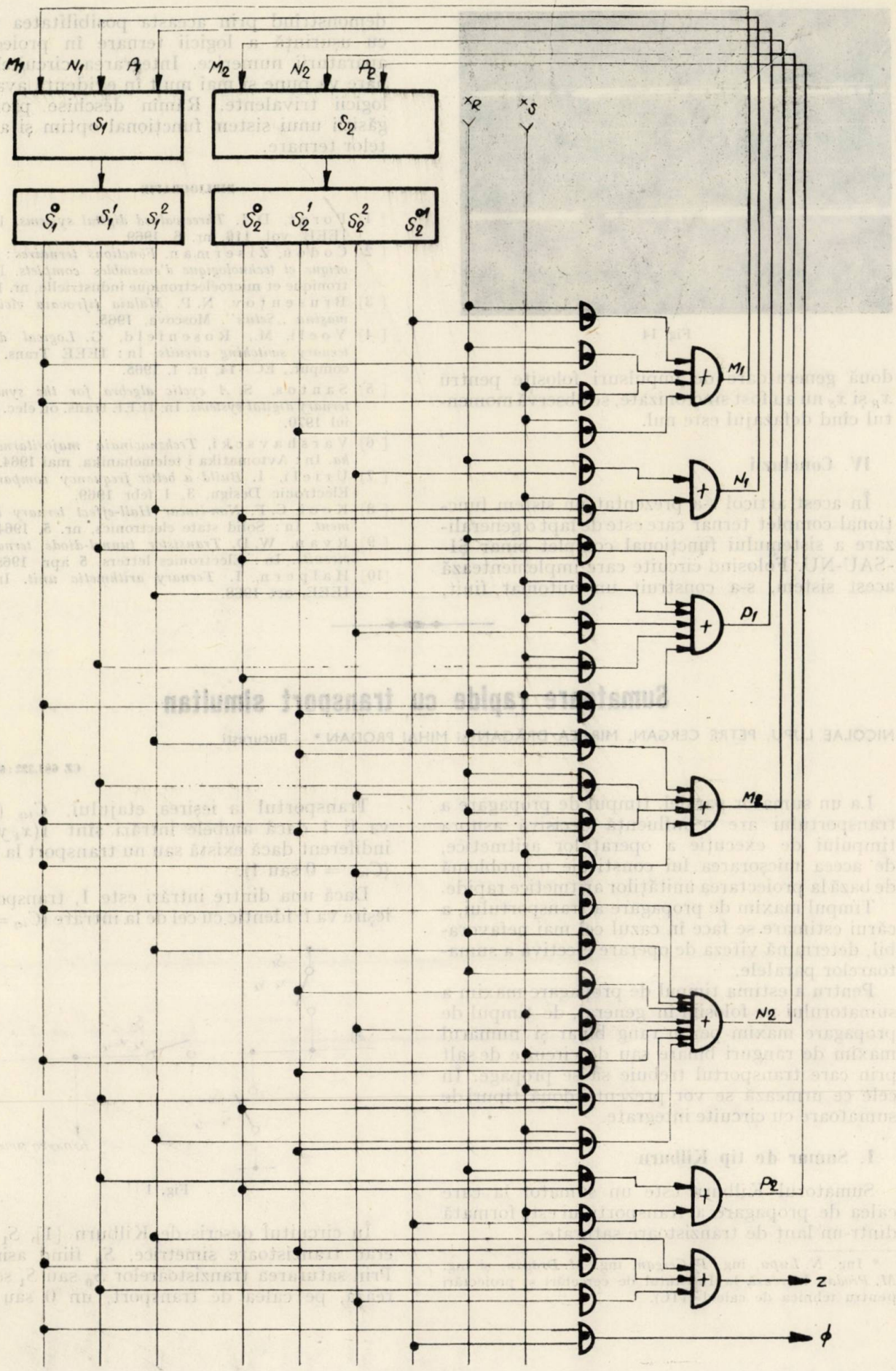


Fig. 13

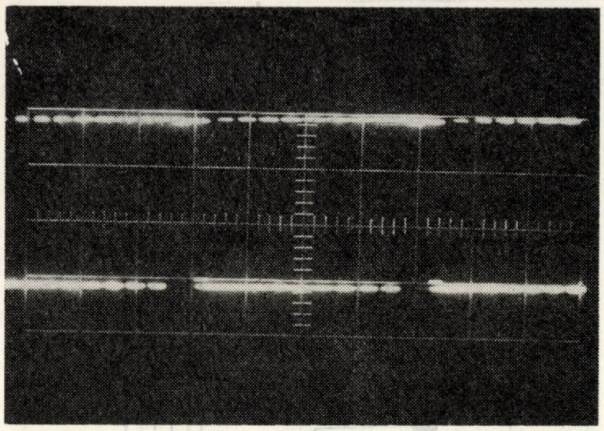


Fig. 14

două generatoare de impulsuri folosite pentru x_R şi x_S nu au fost sincronizate, se observă momentul cînd defazajul este nul.

IV. Concluzii

În acest articol s-a prezentat un sistem funcţional complet ternar care este de fapt o generalizare a sistemului funcţional complet binar ŞI-SAU-NU. Folosind circuite care implementează acest sistem, s-a construit un automat finit, demonstrînd prin aceasta posibilitatea folosirii cu uşurinţă a logicii ternare în proiectare a aparaturii numerice. Integrarea circuitelor ternare va pune şi mai mult în evidenţă avantajele logicii trivalente. Rămîn deschise problemele găsirii unui sistem funcţional optim şi a circuitelor ternare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Porat, D. I. *Three-valued digital systems.* In: Proc. IEEE, vol. **116**, nr. 6, 1969.

[2] Codou, Ziserman. *Fonctions ternaires: étude théorique et technologique d'ensembles complets.* In: Electronique et microélectronique industrielle, nr. 141, 1971.

[3] Brusenţov, N. P. *Malaia ţifrovaia vîcislitelnaia maşina „Setun".* Moscova, 1965.

[4] Yoeli, M., Rosenfeld, G. *Logical design of ternary switching circuits.* In: IEEE Trans. on elec. comput., EC—**14**, nr. 1, 1965.

[5] Santos, S. *A cyclic algebra for the synthesis of ternary digital systems.* In: IEEE trans. on elec. comput., iul 1970.

[6] Varshavscki, *Trehznacinaia majoritarnaia logika.* In: Avtomatika i telemehanika, mai 1964.

[7] Urieli, I. *Build a better frequency comparator.* In Electronic Design, 3, 1 febr 1969.

[8] Kooi, C. F. *Non-linear Hall-effect ternary logic element.* In: Solid state electronics, nr. 5, 1964.

[9] Ryan, W. D. *Transistor tunnel-diode ternary logic circuits.* In: Electronics letters, 5 apr 1968.

[10] Halpern, I. *Ternary arithmetic unit.* In: Proc. IEEE, oct 1968.

Sumatoare rapide cu transport simultan

NICOLAE LUPU, PETRE CERGAN, MIRCEA DRĂGAN şi MIHAI PRODAN * — Bucureşti

CZ 681.322 : 621.3.049.75

La un sumator paralel, timpul de propagare a transportului are o influenţă decisivă asupra timpului de execuţie a operaţiilor aritmetice, de aceea micşorarea lui constituie o problemă de bază la proiectarea unităţilor aritmetice rapide.

Timpul maxim de propagare a transportului, a cărui estimare se face în cazul cel mai nefavorabil, determină viteza de operare efectivă a sumatoarelor paralele.

Pentru a estima timpul de propagare maxim a sumatorului ne folosim în general, de timpul de propagare maxim pe un rang binar şi numărul maxim de ranguri binare sau de circuite de salt prin care transportul trebuie să se propage. În cele ce urmează se vor prezenta două tipuri de sumatoare cu circuite integrate.

1. Sumar de tip Kilburn

Sumatorul Kilburn este un sumator la care calea de propagare a transportului este formată dintr-un lanţ de tranzistoare saturate.

* Ing. *N. Lupu*, ing. *P. Cergan*, ing. *M. Drăgan*, şi ing. *M. Prodan* lucrează la Institutul de cercetări şi proiectări pentru tehnica de calcul (ITC).

Transportul la ieşirea etajului, $C_{ieş}$ (fig. 1) va fi 1 dacă ambele intrări sînt 1 ($x_k y_k = 1$) indiferent dacă există sau nu transport la intrare ($C_{intr} = 0$ sau 1).

Dacă una dintre intrări este 1, transportul la ieşire va fi identic cu cel de la intrare ($C_{ieş} = C_{intr}$).

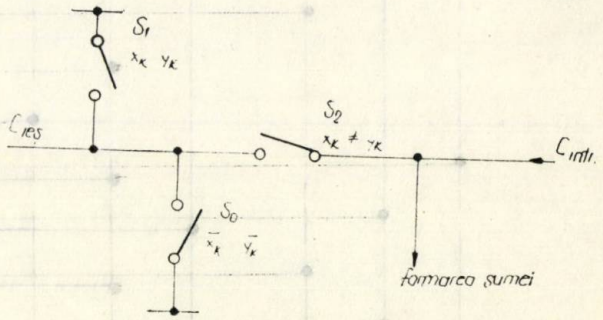


Fig. 1

În circuitul descris de Kilburn [1], S_1 şi S_2 erau tranzistoare simetrice, S_0 fiind asimetric. Prin saturarea tranzistoarelor S_0 sau S_1 se generează, pe calea de transport, un 0 sau un 1.

Prin saturarea lui S_2, calea de propagare a transportului devine o cale de rezistență mică. Particularitățile indicate mai sus rezultă din analiza tabelei de adevăr din figura 2.

Din figura 2 se pot scrie următoarele ecuații logice care ilustrează funcționarea schemei din

x_k	y_k	C_{in}	I_k	S_k	C_{ies}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	1	0
0	1	1	1	0	1
1	0	0	1	1	0
1	0	1	1	0	1
1	1	0	0	0	1
1	1	1	0	1	1

Fig. 2

figura 1 :

$$C_{ieș} = C_{intr} \cdot I_k + X_k Y_k,$$

$$S_k = I_k \oplus C_{intr},$$

unde $I_k = X_k \oplus Y_k$.

Pornind de la aceste date ne-am propus realizarea unui sumator folosind circuite integrate de tip TTL, în afară de calea de transport, realizată cu elemente discrete, care să poată fi însă ușor integrată.

Schema utilizată este reprezentată în figura 3. S-au folosit circuite integrate de următoarele tipuri : SFC 404E, SFC 450E (sau SFC 451E) și circuite SFC 401E (cu colector deschis).

În figura 3 se observă că s-a introdus dioda D_1, care este o diodă cu joncțiune de germaniu. Tensiunea de deschidere este, în acest caz, de aproximativ 0,1 V și astfel nivelul logic 0 al porții SFC 451E, care generează semnalul I_k, nu este alterat (marginea de zgomot rămînînd de aproximativ 1,2 V). Pe de altă parte, folosirea unei diode cu joncțiune duce la comutarea rapidă a tranzistorului T_k în saturație, existînd o suprainjecție puternică în bază, avînd în vedere rezistența mică de ieșire la nivel logic 1 a unei porți TTL (180 Ω). Blocarea rapidă a tranzistorului T_1 este asigurată de rezistența de ieșire la 0 a unei porți TTL lente (8 Ω) și rezistența mică a unei diode cu germaniu polarizată direct. S-a folosit ca diodă D_1 joncțiunea emitor bază a unui tranzistor aliat EFT 308.

Comutatoarele S_1 și S_0 din figura 1 au fost înlocuite printr-un singur comutator care este închis la 0 logic în momentul cînd atît X_k, cît și Y_k sînt la 0 logic. Rezistența R_{1k} este pusă în locul comutatorului S_1, ea avînd rolul să genereze semnalul de 1 logic atunci cînd $I_k = 0$, deci T_k este blocat și $X_k Y_k = 1$; totodată servește ca rezistență de colector porții SFC 401E. Rezistența R_{2k} are rolul de a limita valoarea nivelului logic 1 la aproximativ 3 V.

Numărul maxim de comutatoare T_k (tranzistoare) conectate a fost de șase. După șase etaje s-a folosit un etaj de refacere a semnalului de pe linia de transport. Timpul de adunare pe 18 categorii binare (trei lanțuri), realizat cu un asemenea sumator, a fost de 100 ns. S-au folosit ca tranzistoare T_k tranzistoare IPRS-Băneasa de tipul BC 301 și tranzistoare 2N 3013.

Întîrzierea transportului pe etaj este mai mică de 2 ns. După șase etaje, nivelul logic 0 ajunge la 0,6 V, iar nivelul logic 1 coboară la 2,6 V. Pentru asigurarea unui front crescător acceptabil se impune ca rezistența R_{1k} să fie mai mică decît 3 kΩ. Schema poate fi ușor integrată deoarece valoarea rezistențelor este de maximum 6 kΩ și se admit toleranțe de 20—30% la valorile lor absolute, interesînd numai respectarea unor rapoarte constante între ele pentru a împiedica desaturarea tranzistorului T_k ce aparține primei categorii binare din lanțul de transfer al transportului.

Principalul avantaj al acestei scheme constă în faptul că este suficient de rapidă și necesită un număr mic de componente (avantaj ce îl au sumatoarele de tip Kilburn).

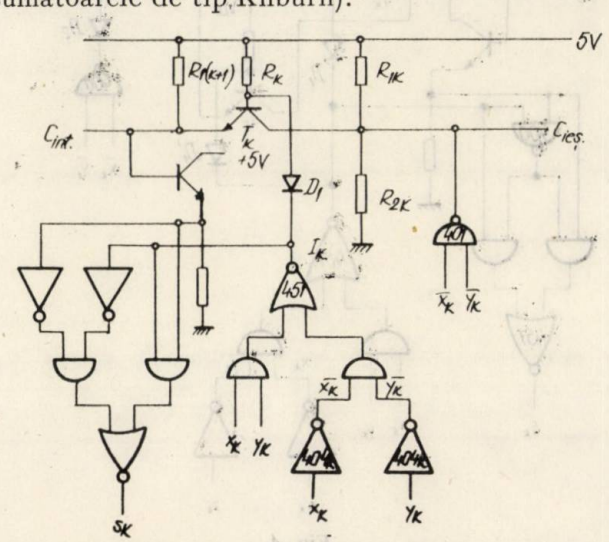


Fig. 3

Dezavantajele sînt :

— nivelul logic 0 variază destul de rapid (în sensul creșterii cu aproximativ 0,1 V) de la o categorie binară la alta, limitînd astfel numărul de categorii binare ce au aceeași linie de transport ;

— datorită faptului că tranzistoarele folosite sînt planar epitaxiale, deci puternic asimetrice, β_{inv} fiind foarte mic, transmiterea fronturilor

pozitive este determinată de valorile rezistențelor R_{1k}. Dată fiind necesitatea de a se lucra la curenți de colector mici în tranzistoarele T_k, pentru a nu altera nivelul logic 0 rezistențele R_{1k} trebuie să aibă valori destul de mari, mai ales pentru ultimele etaje din linia de transport. Din acest compromis rezultă fronturi crescătoare destul de mari, de 30—40 ns.

Prin folosirea celor două tipuri de tranzistoare 2N 3013 sau BC 301 s-a ajuns la concluzia că atît frontul crescător cît şi cel coborîtor al impulsului ce se propagă pe linia de transport sînt independente de f_T. Diferă numai timpii de blocare şi de comutare în conducție a tranzistoarelor T_{1k}, care sînt însă aceiaşi pentru toate categoriile binare.

Pentru eliminarea dezavantajelor menționate mai sus s-au introdus tranzistoare în paralel pe tranzistoarele T_k, dar orientare invers pentru a permite propagarea fronturilor pozitive. Pentru o categorie binară, circuitul este cel din figura 4.

Se poate observa că s-a introdus, în locul porții SFC 401E, o poartă SFC 400E care nu mai este cu colector deschis şi care permite o injecție puternică de curent la comutare, prin dioda D_2 cu germaniu.

De remarcat că, în locul diodelor cu germaniu, se pot utiliza diode formate din joncțiunea colec-

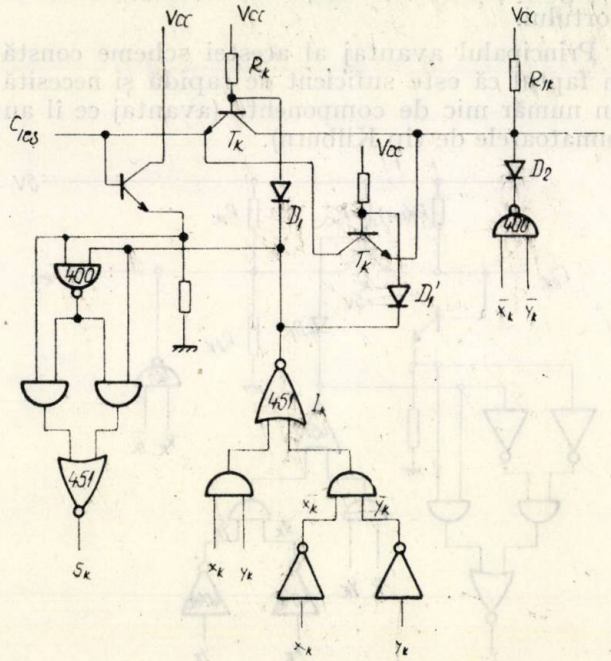


Fig. 4

tor bază, care au timpi de stocare suficient de mari.

În schema din figura 4 se mai poate introduce o modificare care duce la micşorarea capacității folosite de pe linia de transport şi la eliminarea completă a rezistențelor R_{1k} şi a diodei D_2. Acest lucru se poate realiza destul de uşor. Analizînd din nou tabela de adevăr din figura 2, se observă că circuitul de generare a transportului pe linia de transport trebuie să fie un circuit cu trei stări logice. Pentru cazul $I_k = 0$ şi $X_k\, Y_k = 0$, circuitul trebuie să genereze 0 logic. Cînd $I_k = 1$, circuitul trebuie să prezinte o impedanță mare la ieşire, iar în cazul $I_k = 0$ şi $X_k\, Y_k = 1$, circuitul trebuie să genereze 1 logic. Un asemenea circuit cu trei stări există sub indicativul SFC 602E. Se mai poate face înlocuirea cu un circuit SFC 450 expandabil, care are schema din figura 5, conectat ca în figura 7.

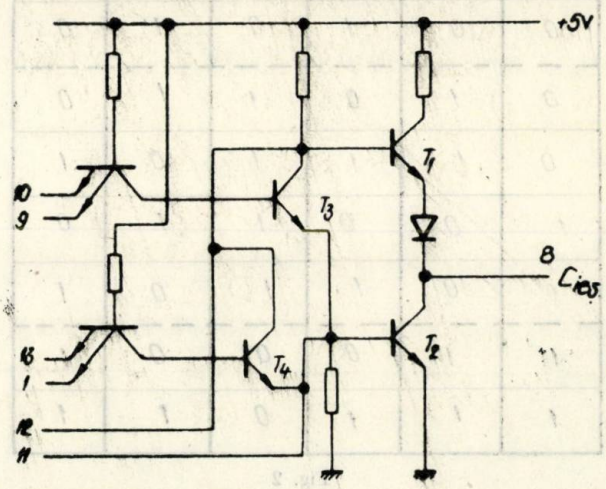


Fig. 5

Pentru a analiza circuitul care ne interesează este necesar să se facă următoarea observație: este suficientă folosirea uneia dintre variabilele X_k sau Y_k şi variabila I_k. Tabela de adevăr a circuitului în acest caz va fi cea din figura 6.

I_k	$\overline{Y_k}$	F
0	0	rez. mare
0	1	rez. mare
1	0	1
1	1	0

Fig. 6

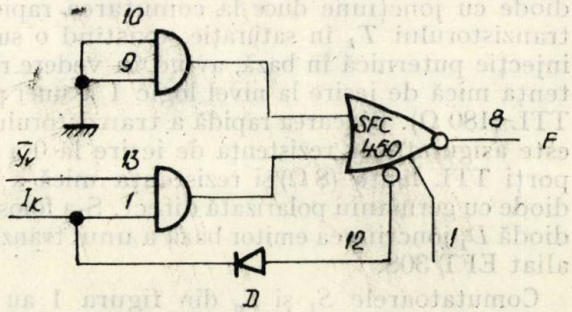


Fig. 7

Din figurile 5 şi 7 se observă că, atunci cînd la borna 1 se aplică 0 logic, acesta duce la blocarea tranzistorului T_1 prin dioda D, concomitent fiind blocat tranzistorul T_3 şi implicit T_2, indiferent de valoarea lui X_k. Cînd semnalul $I_k = 1$ logic, la ieşire se va obţine semnalul X_k.

2. Sumator cu generarea anticipată a transportului

Sumatorul a fost conceput să fie realizat cu circuite integrate de tip ŞI-SAU-NU, numărul de circuite folosite în acest caz fiind minim. Şi în acest caz am utilizat ecuaţiile logice folosite pentru sumatorul de tip Kilburn la generarea transportului de rang $n + 1$:

$$C_{n+1} = G_n + I_n C_n,$$
$$I_n = X_n \oplus Y_n,$$

unde :

C_n este transportul de la rangul anterior;

$G_n = X_n Y_n$.

Studiind cu atenţie tabela de adevăr din figura 2, se observă că se mai poate scrie următoarea ecuaţie :

$$\bar{C}_{n+1} = \bar{X}_n \bar{Y}_n + I_n \bar{C}_n.$$

Aceasta prezintă importanţă deoarece şi în cazul propagării transportului negat de la un rang binar la altul termenul de propagare rămîne acelaşi ca în cazul propagării transportului adevărat. Se modifică numai termenul de generare al transportului specific rangului binar respectiv, acesta fiind format din produsul logic dintre variabilele $\bar{X}_n$ şi $\bar{Y}_n$.

Sumatorul a fost alcătuit din grupe de cîte trei ranguri binare. Între grupe, transportul se propagă în serie, iar în cadrul grupei transportul se formează în paralel. Se pot distinge două tipuri de grupe : grupe în cadrul cărora se formează transportul adevărat şi grupe în cadrul cărora se formează transportul negat. În figura 8 este

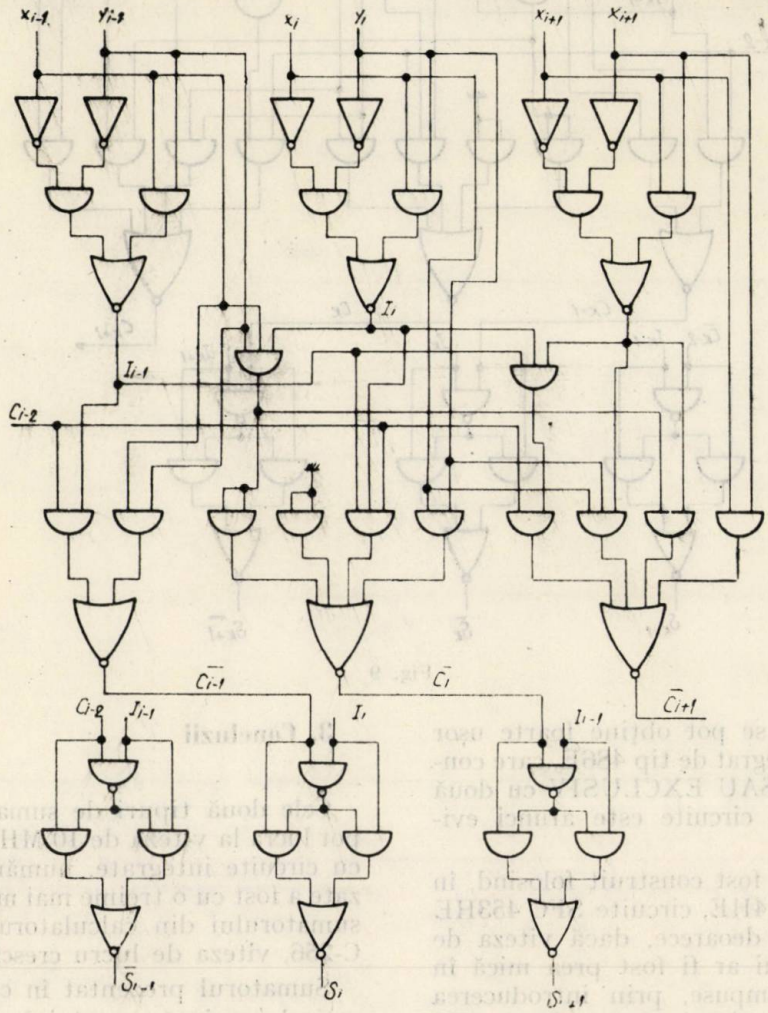


Fig. 8

prezentată o grupă în cadrul căreia se formează transportul adevărat, iar în figura 9 o grupă în cadrul căreia se formează transportul negat. Grupele se succed alternativ una după alta.

Utilizînd schemele din figurile 8 şi 9 s-a construit un sumator pe 17 ranguri binare, timpul de propagare a transportului fiind în jur de 80 ns;

sincroscopul folosit are banda amplificatorului pe verticală de 50 MHz. De menţionat că circuitul integrat, utilizat pentru generarea transportului C_{k+1} sau C_{i+1}, era un circuit integrat rapid de tip 454HE.

SFC 411HE) care mixează cele trei variabile I_{k-1}, I_k şi I_{k+1} din cadrul fiecărei grupe.

Pentru plasarea corespunzătoare a expandoarelor SFC 460E folosite pentru accelerare, se poate consulta [2].

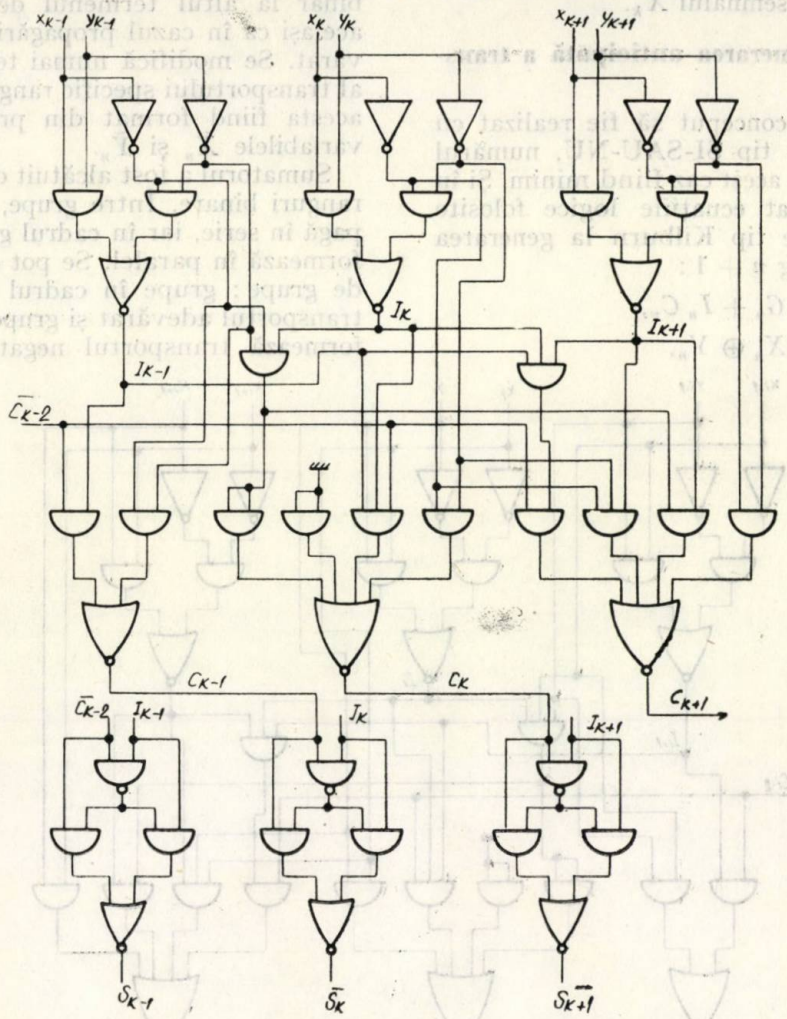


Fig. 9

Funcţiile I_k şi S_k se pot obţine foarte uşor folosind un circuit integrat de tip 486E, care conţine patru operatori SAU EXCLUSIV cu două intrări. Economia de circuite este atunci evidentă.

Sumatorul iniţial a fost construit folosind, în loc de circuite SFC 454HE, circuite SFC 453HE expandabile. Aceasta deoarece, dacă viteza de operare a operatorului ar fi fost prea mică în raport cu cerinţele impuse, prin introducerea unui număr minim de circuite expandoare SFC 460E se putea mări viteza de operare.

Această afirmaţie se bazează pe faptul că se pot introduce circuite de accelerare a propagării transportului între grupe, avîndu-se în vedere că termenii I_k de propagare a transportului sînt identici pentru toate etapele. În plus, în fiecare grupă există un circuit ŞI cu trei intrări (capsulă

3. Concluzii

Cele două tipuri de sumatoare discutate aici pot lucra la viteza de 10 MHz. Pentru sumatorul cu circuite integrate, numărul de circuite utilizate a fost cu o treime mai mic decît la realizarea sumatorului din calculatorul electronic FELIX C-256, viteza de lucru crescînd.

Sumatorul prezentat în capitolul 1 din acest articol prezintă avantajul unei viteze de lucru ridicate (mai mare decît 10 MHz) şi al unui număr minim de componente; singurul dezavantaj este schema sa hibridă formată din circuite integrate şi discrete.

Realizarea liniei de transport cu circuite integrate ar impune acest tip de sumator constructorilor de calculatoare.

Aducem mulţumiri dr. ing. Emil Tudor pentru indicaţiile şi materialul documentar furnizat cu prilejul realizării acestei lucrări.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kilburn, T., Edwards, D. B. G., Aspinall, D. *A parallel arithmetic unit using a saturated-transistor fast carry.* In: Proc. IEEE 107B, 1960, p. 573.

[2] Majerski, S. *On determination of optimal distributions of carry skipsin adders.* In: IEEE trans.on electronic computers, nr. 1, feb 1967.

[3] Lehman, M., Burla, N. *Skip techniques for high speed carry-propagation in binary arithmetic units.* In: IRE trans. on electronic computers, EC—10, dec 1961, p. 691—698.

Tranzistor cu efect de cîmp cu poartă izolată şi canal p (TEC-MOS/canal p)

ANA RISTEA ŞI SILVIA SETNIC* — Bucureşti

CZ 621.382.3

Tranzistoarele cu efect de cîmp (TEC) sînt dispozitive la care curentul este modulat de un cîmp electric aplicat pe electrodul de control, numit poartă sau grilă; acest electrod poate fi izolat de semiconductor, în cazul TEC—MIS (TEC metal-izolator-semiconductor), sau neizolat, formînd cu acesta o joncţiune, în cazul TEC—J (TEC cu poartă joncţiune). Aceste două clase mari de TEC se regăsesc azi într-o multitudine de variante tehnologice, fie datorite unor procese tehnologice noi, fie datorite materialelor diferite folosite.

Spre deosebire de tranzistoarele bipolare clasice la care conducţia este asigurată de purtători de sarcină de ambele polarităţi, la tranzistoarele cu efect de cîmp, numite şi tranzistoare unipolare, conducţia curentului electric este asigurată numai de un singur tip de purtători de sarcină (goluri la TEC—MOS cu canal *p* sau electroni la TEC—MOS cu canal *n*).

Azi, TEC sînt utilizate pe scară largă în circuitele electronice, alături de tranzistoarele bipolare, atît sub formă de componente discrete, cît şi sub formă de circuite integrate.

O diferenţă importantă între un tranzistor MOS şi unul bipolar este rezistenţa de intrare foarte mare a TEC—MOS (10^{12}—10^{14} Ω) şi independenţa acesteia de polaritatea tensiunii aplicate pe poartă, care îl face de neînlocuit în amplificatoarele cu rezistenţa de intrare foarte mare, electrometrice. La tranzistorul ROS-01, *realizat şi omologat la Institutul de Cercetări pentru Componente Electronice — I.C.C.E.*, rezistenţa de intrare $R_i \geqslant 10^{11}\Omega$. De asemenea, deoarece caracteristica de ieşire $I_D = f(V_{DS})$ trece prin origine (fig. 1), aceste dispozitive prezintă unele avantaje faţă de tranzistoarele bipolare în cazul utilizării lor în circuite de comutaţie; această calitate, asociată cu un raport rezistenţă drenă-sursă r_{DS} în blocare la r_{DS} conducţie, egal cu 10^7—10^8, impune utilizarea acestor tranzistoare şi în circuite de choppare.

Deoarece caracteristicile statice ale TEC—MOS sînt mai liniare decît cele ale tranzistoarelor bipolare, aceste tranzistoare introduc distorsiuni neliniare şi de intermodulaţie mai puţin importante în circuitele în care sînt utilizate; aceasta face ca şi circuitele cu TEC—MOS să fie mai simple, deoarece se elimină unele reţele de reacţie corectoare.

La tensiuni de drenă mici, TEC se comportă ca o rezistenţă variabilă controlată prin tensiunea de poartă (fig. 2). TEC—MOS nu prezintă fenomenul de ambalare termică şi permite alegerea punctului de funcţionare astfel încît curentul de drenă să fie independent de temperatură.

Impedanţa de intrare mare a tranzistoarelor MOS dă naştere la o dificultate: sarcinile electrice încorporate pe poartă pot creşte tensiunea pe aceasta la o valoare suficient de mare pentru a provoca străpungerea oxidului, distrugînd dispozitivul. Pentru a evita acest fenomen, majoritatea tranzistoarelor şi circuitelor integrate de

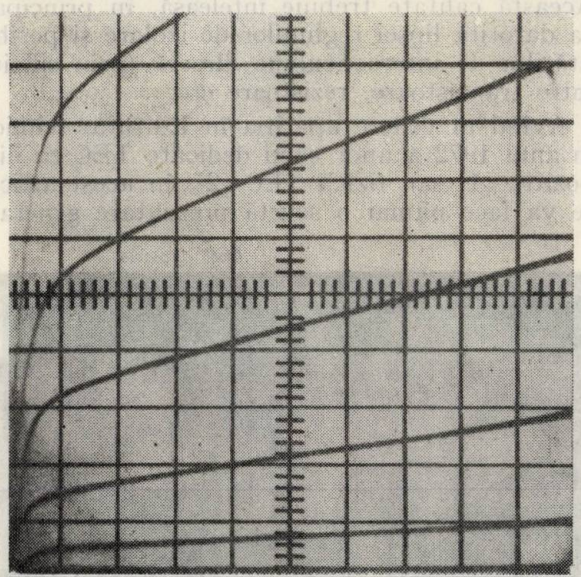


Fig. 1. Caracteristici statice de ieşire: orizontal $V_{DS} = 2$ V/div; vertical $I_D = 1$ mA/div; prima treaptă $V_{GS} = -6$ V; treapta $V_{GS} = -2$ V/treaptă.

* Ing. *A. Ristea* şi fiz. *S. Setnic* lucrează la Institutul de Cercetări pentru Componente Electronice (ICCE).

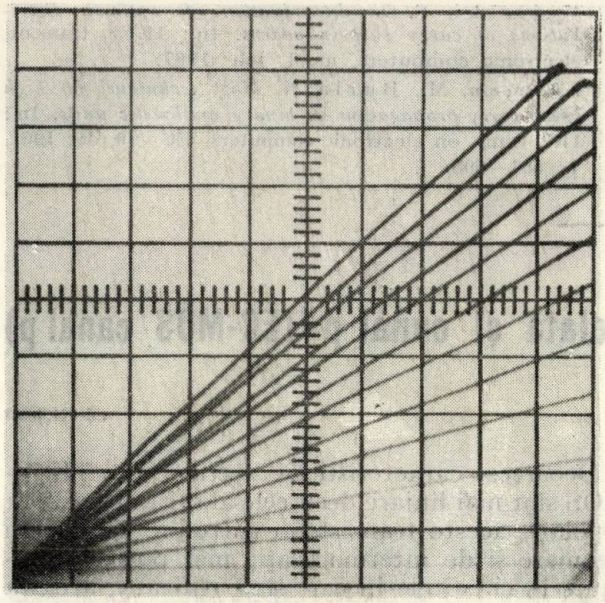


Fig. 2. Caracteristici statice de ieșire în regiunea liniară: orizontal $V_{DS} = 0{,}05$ V/div; vertical $I_D = 0{,}2$ mA/div; prima treaptă $V_{GS} = -6$ V; treapta $V_{GS} = 2$ V/treaptă.

tip MOS, ca și tranzistorul ROS-01, au un sistem de protecție intern. În cazul TEC—MOS ROS-01, acesta este format dintr-o diodă cu poartă (fig. 3).

Utilizarea TEC—MOS în circuite integrate logice prezintă avantajul densității funcționale (număr de funcții logice/cm²) de cîteva ori mai mare decît în cazul tranzistoarelor bipolare. Această calitate trebuie înțeleasă, în principal, ca datorită lipsei regiunilor de izolare și posibilităților de interconexiune directă (prin siliciu) între tranzistoare, rezistoare etc.

Avînd în vedere apariția în Editura tehnică în anul 1972 a unor cărți dedicate TEC ca dispozitiv [1] sau fizicii TEC [2], în acest articol se va face numai o scurtă prezentare generală

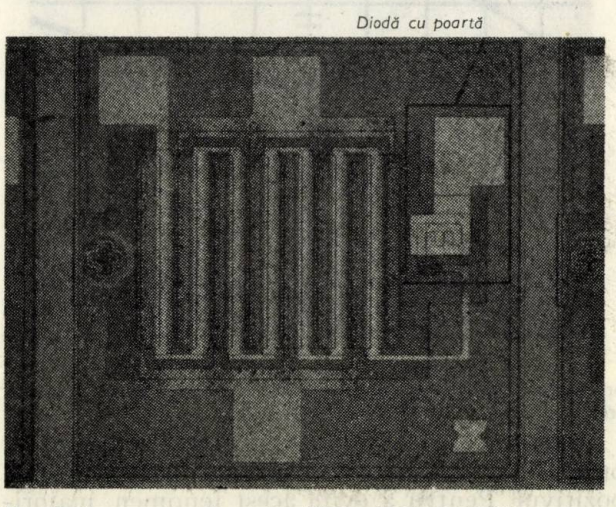


Fig. 3. Geometria orizontală a TEC—MOS ROS-01 cuprinzînd și sistemul de protecție.

și istorică a acestor dispozitive, tăcîndu-se referiri exemplificatoare la tranzistorul ROS-01 realizat.

1. Istoric privind evoluția TEC

Din punct de vedere istoric, patentele primelor TEC aparțin lui J. E. Lilienfeld (1925) și O. Heil (1935) care au imaginat un dispozitiv cu electrodul de comandă izolat. Datorită dificultăților legate în primul rînd de calitatea peliculei izolatoare, realizarea experimentală a dispozitivului în această variantă apare mult mai tîrziu. În anul 1952, Shockley este cel care realizează un TEC, dar în varianta TEC—J, care ocolește dificultățile provenite din fenomenele de interfață izolator-semiconductor, dar care nu a putut fi valorificat din cauza lipsei încă a tehnologiei planare.

Anul 1960, an de cotitură pentru tranzistoarele bipolare prin apariția tehnologiei planare, este un an important și pentru tranzistoarele unipolare; concomitent cu descoperirea proprietăților de mascare ale bioxidului de siliciu, crescut termic pe siliciu, s-au pus în evidență și proprietățile sale de izolator pentru poartă. Kahng și Atalla [3] au fost primii care au propus utilizarea unei structuri $Si—SiO_2$ la care s-a folosit o poartă metalică pentru aducerea în stare de conducție a două diode superficiale polarizate în invers. Acest tranzistor, cunoscut sub numele de TEC—MOS, a fost în continuare studiat și îmbunătățit de S. Hofstein și F. Heiman [4]. Ei au descris și modul de lucru al dispozitivului, arătînd că tensiunea de poartă poate, fie să sărăcească sarcina din canal disponibilă pentru conducție, fie să o îmbogățească.

Realizarea acestor dispozitive nu a fost lipsită de dificultăți tehnologice. Este important să se rețină că tranzistoarele MOS sînt ușor de realizat însă sînt foarte greu de „ținut pe loc": un tranzistor MOS, executat fără precauții speciale de stabilizare, funcționează perfect însă se deschide azi la 3,5 V, mîine la 5 V etc.

2. Elemente de fizica dispozitivelor MOS cu canal *p*

TEC—MOS cu canal *p* sînt de tipul „prin îmbogățire", adică atîta timp cît pe poartă nu se aplică nici o tensiune, chiar dacă între cei doi electrozi de sursă și drenă se aplică o diferență de potențial V_{DS}, în circuitul de ieșire nu se înregistrează nici un curent.

Trecerea curentului este condiționată de crearea unui canal conductor între regiunile de sursă și drenă, de același tip de conductibilitate cu ele (tip *p*).

În situația tensiune drenă-sursă nulă, $V_{DS} = 0$, acest canal se realizează pentru o tensiune de poartă V_{GS} mai mare sau cel puțin egală cu o tensiune numită tensiune de prag V_T.

V_t este tensiunea care, aplicată pe poartă, aduce suprafața la inversie puternică, contrabalansînd efectul diferenței de lucru mecanic de ieșire metal-semiconductor și al sarcinilor din oxid și de la interfața Si—SiO_2, conform relației :

$$V_T = V_{T(teoretic)} + V_{FB}, \qquad (1)$$

unde $V_{T(teoretic)}$ este tensiunea de prag teoretică, definită fără a ține seamă de fenomenele de interfață. Ea reprezintă o sumă de potențiale necesare pentru golirea suprafeței de purtători majoritari n și pentru crearea unui strat foarte subțire de purtători mobili de tip p, de concentrație egală cu concentrația în purtători mobili ai substratului [1, 2, 5, 6].

$$V_{T(teoretic)} = 2\,\Phi_{Fn} - \frac{Q_{B,0}}{C_0}, \qquad (2)$$

cu Φ_{Fn} potențialul Fermi al substratului, C_0 — capacitatea oxidului subțire de poartă și $Q_{B,0} = (2K_s\,\varepsilon_{0q}\,N_D|\,2\,\Phi_{Fn}|)$ — sarcina din regiunea de golire de purtători majoritari de la suprafață. Expresia (2) este reprezentată gratic în figura 4 în funcție de grosimea oxidului de poartă X_{ox} și concentrația substratului N_D.

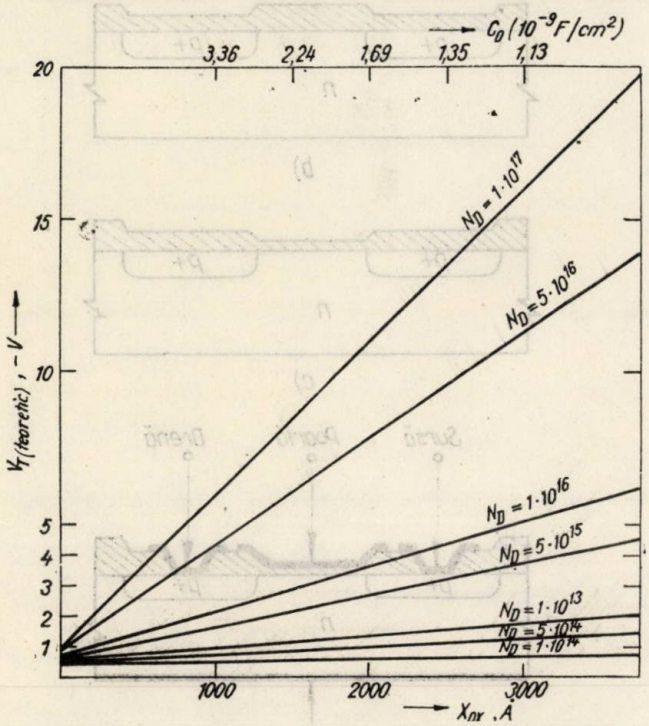


Fig. 4. Variația tensiunii de prag teoretice cu grosimea oxidului de poartă și concentrația substratului de siliciu.

V_{FB} (tensiunea de bandă plată) este tensiunea care trebuie aplicată pe poartă pentru a se obține condiția de bandă plată la suprafața semiconductorului. Aplicată pe poartă, V_{FB} anulează diferențele de potențial apărute datorită fenomenelor de interfață și diferenței lucrurilor mecanice de ieșire :

$$V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q_{SS}}{C_0} - \frac{1}{C_0}\int_0^{X_{ox}} \frac{x}{x_{ox}}\,\rho(x)\,dx, \qquad (3)$$

unde Φ_{MS} reprezintă diferența de potențial de contact metal-semiconductor, Q_{SS} — sarcina fixă de la interfața Si—SiO_2, iar integrala, o sarcină arbitrar distribuită în interiorul oxidului de poartă.

Din relația (3) rezultă că, pentru o anumită grosime de oxid X_{ox}, V_{FB} depinde de orientarea cristalografică a substratului de Si prin Q_{SS}, de calitatea și acuratețea procesului tehnologic prin Q_{SS} și $\rho(x)$, și de natura electrodului de poartă prin Φ_{MS}.

În figura 5 este dată variația V_T cu $\frac{Q_{SS}}{q}$ și X_{ox} pentru o concentrație a substratului $N_D = 10^{15}$ cm^{-3}, atît pentru un tranzistor MOS cu canal n, cît și pentru unul cu canal p. Pentru obținerea de caracteristici stabile la TEC—MOS se cunosc diverse procedee de pasivare [7, 8, 9].

Conducerea procesului tehnologic pentru obținerea unei sarcini mobile cît mai mici a constituit problema principală și la elaborarea TEC—MOS ROS-01.

Ca urmare a lucrărilor de cercetare întreprinse în acest scop de un colectiv de la I.C.C.E. [10], s-a pus la punct procedeul de pasivare datorită căruia s-au obținut sarcini mobile în domeniul 10^{10} sarcini electronice/cm^2.

Procedeul de pasivare [10] aplicat la realizarea TEC—MOS ROS-01 constă în supunerea

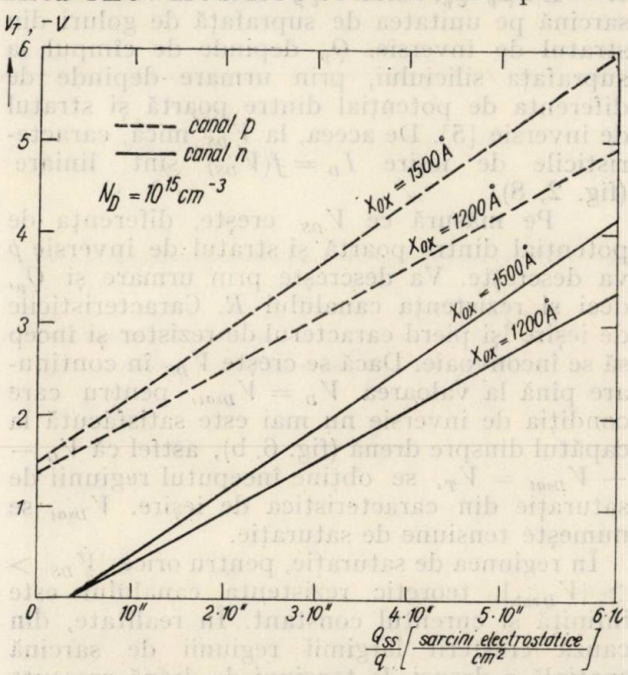


Fig. 5. Variația tensiunii de prag reale cu grosimea oxidului de poartă și densitatea de sarcină de la suprafață pentru $N_L = 10^{15}$ cm^{-3}.

oxidului crescut termic unui tratament de difuzie (depunere) de fosfor, în urma căruia se formează un strat de sticlă de fosfor ($SiO_2 + P_2O_5$) cu proprietăți de getter.

Pentru V_{DS} diferită de zero dar mică, canalul indus între sursă și drenă (fig. 6, a)

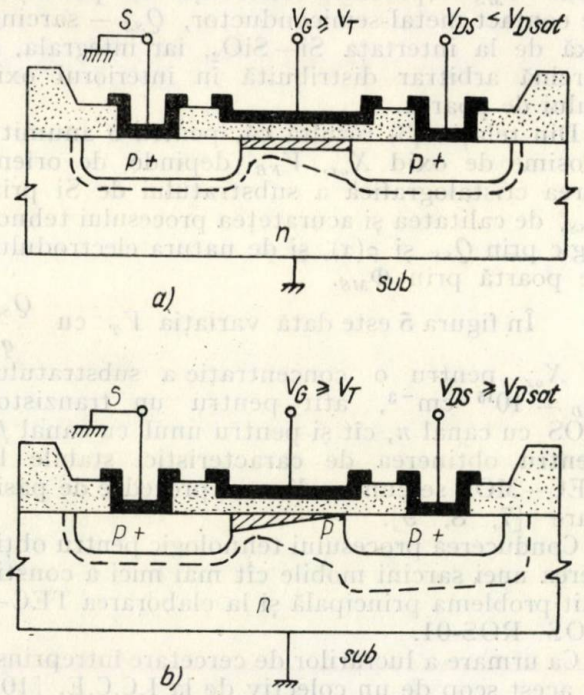


Fig. 6. Variația formei canalului TEC — MOS : *a* — în regiunea liniară ($V_{DS} < V_{Dsat}$) ; *b* — în saturație ($V_{DS} \geq V_{Dsat}$).

se comportă esențial ca un rezistor de valoare $R = L/Z\mu_p \cdot Q_p$, unde Q_p este densitatea de sarcină pe unitatea de suprafață de goluri din stratul de inversie. Q_p depinde de cîmpul la suprafața siliciului, prin urmare depinde de diferența de potențial dintre poartă și stratul de inversie [5]. De aceea, la V_{DS} mică, caracteristicile de ieșire $I_D = f(V_{DS})$ sînt liniare (fig. 2, 8).

Pe măsură ce V_{DS} crește, diferența de potențial dintre poartă și stratul de inversie *p* va descrește. Va descrește prin urmare și Q_p, deci și rezistența canalului R. Caracteristicile de ieșire își pierd caracterul de rezistor și încep să se înconvoaie. Dacă se crește V_{DS} în continuare pînă la valoarea $V_D = V_{Dsat}$, pentru care condiția de inversie nu mai este satisfăcută la capătul dinspre drenă (fig. 6, b), astfel că $V_G - V_{Dsat} = V_T$, se obține începutul regiunii de saturație din caracteristica de ieșire. V_{Dsat} se numește tensiune de saturație.

În regiunea de saturație, pentru orice $|V_{DS}| > |V_{Dsat}|$, teoretic rezistența canalului este infinită și curentul constant. În realitate, din cauza creșterii lărgimii regiunii de sarcină spațială a drenei, la tensiuni de drenă crescute lungimea efectivă a canalului se reduce și curentul de drenă I_D crește (fig. 1, 8).

3. Tehnologia de realizare

Etapele principale ale procesului tehnologic de realizare a TEC—MOS ROS-01 cu canal *p* sînt prezentate schematic în figura 7. Materialul de plecare îl constituie o plachetă de siliciu monocristalin de tip *n* care se oxidează pentru obținerea unui strat de bioxid de siliciu uniform și gros (~15 000 Å). După procesul de fotogravură (fig. 7,a) se face o difuzie de tip p^+ pentru realizarea regiunilor de sursă și drenă (fig. 7,b). Un al doilea proces de fotogravură are ca scop îndepărtarea oxidului din regiunea dintre sursă și drenă, pentru a permite în etapa următoare (fig. 7,c) creșterea oxidului subțire (1 000 — — 1 700Å), care constituie izolatorul de poartă. După un nou proces de fotogravură, care are ca scop îndepărtarea oxidului din regiunile contactelor de sursă și drenă, urmează depunerea

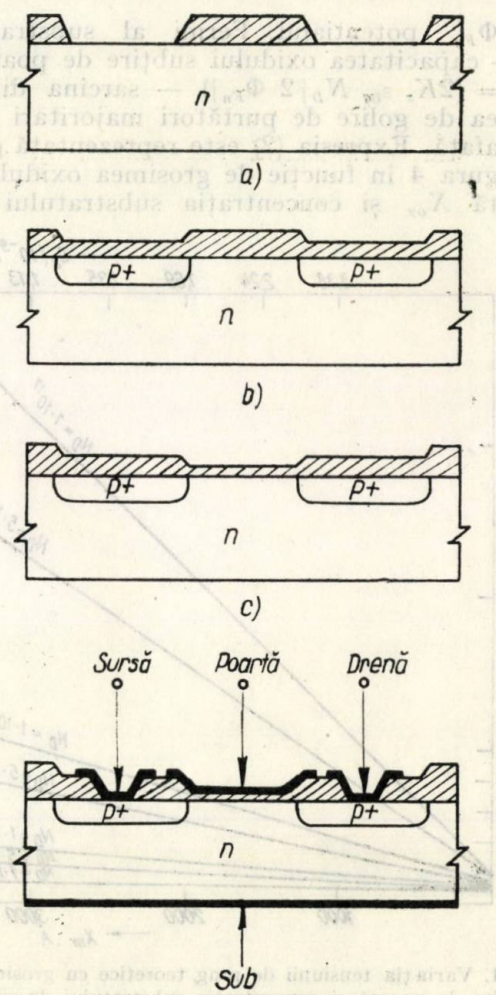


Fig. 7. Etapele principale ale procesului tehnologic de realizare.

aluminiului pe întreaga suprafață a plachetei, după care printr-un alt proces de fotogravură se corodează aluminiul din afara suprafețelor de contact (fig. 7,d).

Procesul de pasivare se aplică după creșterea oxidului subțire de poartă (după procesul reprezentat în fig. 7,c).

Dacă complexitatea proceselor tehnologice, reprezentată de numărul de etape de fotogravură (număr de măști) la un tranzistor MOS, este comparabilă (sau mai mică, la circuite integrate) cu cea de la un tranzistor bipolar, necesitatea de a obține oxizi de poartă foarte curați face ca tehnologia MOS să fie mai pretențioasă decît tehnologia planară pentru tranzistoare bipolare.

Procesele de testare electrică pe plachetă se execută sub microscop, cu montaje electrice specializate. Structura obținută conform etapelor de mai sus este închisă într-o capsulă metalică standardizată.

4. Caracteristici electrice

În literatura de specialitate [5, 6, 11, 12, 13] se dau expresii pentru toți parametrii care intervin în relațiile care descriu modul de lucru al tranzistorului MOS.

Pentru proiectare sînt de cele mai multe ori suficiente formule simplificate, grafice de variație a unor parametri în condiții concrete de lucru, ca de exemplu cele din figurile 4 și 5, și cunoașterea unor constante ale procesului tehnologic (V_{FB}, β_0 etc.).

Pe această linie, pentru regiunea liniară a caracteristicii de funcționare a TEC—MOS (pentru $|V_D| < |V_{D\,sat}|$), făcînd anumite aproximații, din care cea mai importantă este neglijarea contribuției sarcinii din regiunea de golire $Q_{B,0}$, ecuația curentului de drenă este:

$$I_{DS} = \beta\left[V_{DS}\,(V_{DS} - V_T) - \frac{V_{DS}^2}{2}\right], \qquad (4)$$

unde β este o constantă a dispozitivului (care se măsoară în mA/V^2), asemănătoare cu cîștigul în curent de mare semnal emitor comun h_{FE} la un tranzistor bipolar sau cu conductanța mutuală g_m a unei valve termoionice [15]; expresia lui β poate fi pusă sub forma:

$$\beta = \beta_0 \frac{Z}{L}, \qquad (5)$$

unde Z și L reprezintă lățimea, respectiv lungimea canalului, iar β_0 — factorul de cîștig al dispozitivului care este legat de procesul de fabricație particular, aplicat dispozitivului prin relația:

$$\beta_0 = \mu_p \frac{K_{ox}\,\varepsilon_0}{X_{ox}} = \mu_p\, C_{ox}. \qquad (6)$$

În figura 2 sînt fotografiate, iar în figura 8 sînt trasate, cu ajutorul unui trasor de caracteristici, familii de caracteristici în domeniul tensiunilor de drenă V_{DS} mici, pentru tranzistoare ROS-01.

În anumite aplicații, cum ar fi cele de amplificatoare, este de dorit ca, la un raport Z/L dat (o anumită geometrie a dispozitivului),

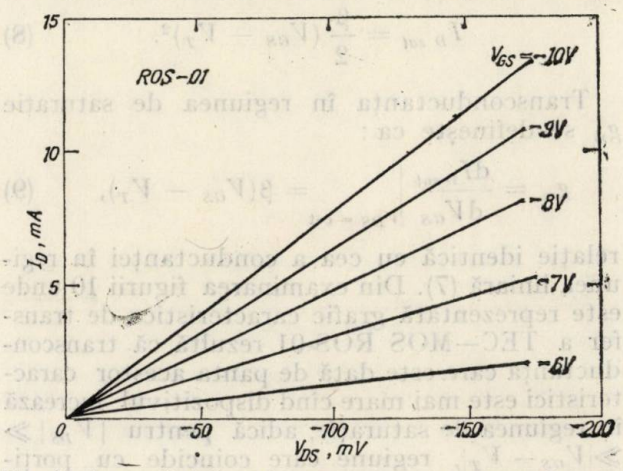


Fig. 8. Caracteristici statice de ieșire în regiunea liniară, obținute pe trasorul automat de caracteristici Philips 7005 B.

β_0 să fie cît mai mare. Tipic, β_0 în cadrul procesului tehnologic al TEC—MOS ROS-01 este de 5 $\mu A/V^2$; această valoare a fost dedusă din panta curbelor din figurile 8 și 9 deoarece:

$$g_{DS} = \frac{dI_D}{dV_{DS}} = \beta(V_{GS} - V_T). \qquad (7)$$

Aceleași curbe se pot utiliza și pentru determinarea experimentală a tensiunii de prag $V_{T\,exp}$; în cazul $g_{DS} = 0$, $V_{GS} = V_{T\,exp}$.

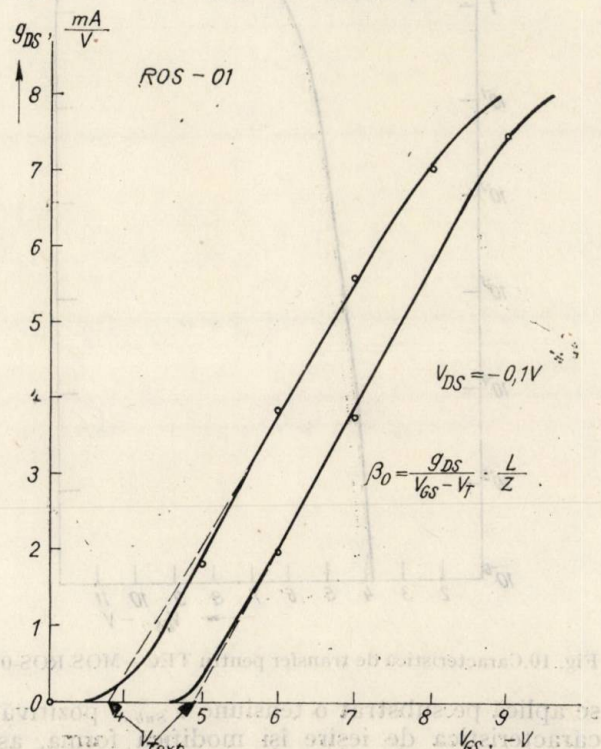


Fig. 9. Variația conductanței cu tensiunea de poartă în regiunea liniară a caracteristicilor.

Pentru $|V_{DS}| \geqslant |V_{D\,sat}|$, cînd tranzistorul lucrează în regiunea saturată, expresia simplificată a curentului de drenă este de forma:

$$I_{D\,sat} = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2. \qquad (8)$$

Transconductanța în regiunea de saturație g_m se definește ca:

$$g_m = \left.\frac{dI_{D\,sat}}{dV_{GS}}\right|_{V_{DS}=\text{cst}} = \beta(V_{GS} - V_T), \qquad (9)$$

relație identică cu cea a conductanței în regiunea liniară (7). Din examinarea figurii 10 unde este reprezentată grafic caracteristica de transfer a TEC—MOS ROS-01 rezultă că transconductanța care este dată de panta acestor caracteristici este mai mare cînd dispozitivul lucrează în regiunea de saturație, adică pentru $|V_{DS}| \gg |V_{GS} - V_T|$, regiune care coincide cu porțiunea liniară a acestor curbe.

În circuitele integrate MOS, unde tranzistoarele MOS sînt de multe ori înseriate, sau în anumite montaje cu tranzistoare MOS discrete, se lucrează cu electrodul sursă polarizat față de substrat. Prin polarizarea inversă a substratului față de sursă (în cazul TEC—MOS ROS-01

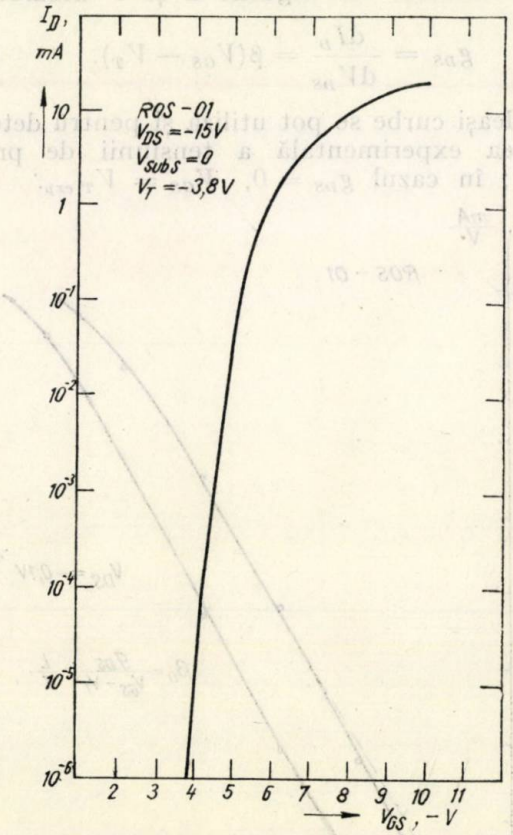


Fig. 10. Caracteristică de transfer pentru TEC—MOS ROS-01.

se aplică pe substrat o tensiune $V_{Sub\,S}$ pozitivă), caracteristica de ieșire își modifică forma, așa cum rezultă din figura 11. Acest fenomen se explică prin creșterea lărgimii regiunii de golire, creștere care se face pe seama diminuării sarcinii mobile din stratul de inversie. Ca urmare, curentul de drenă I_D scade, iar tensiunea de prag V_T crește corespunzător măririi potențialului la

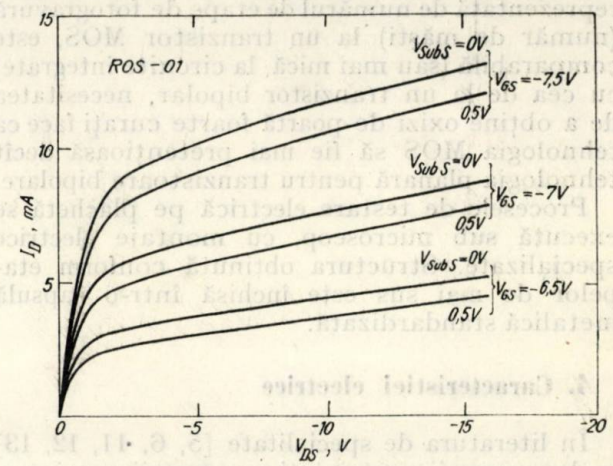


Fig. 11. Caracteristici statice de ieșire pentru $V_{SubS} = 0$ și $V_{SubS} = 0{,}5$ V obținute pe trasorul automat de caracteristici Philips 7005 B.

suprafață. Modificarea tensiunii de prag datorită variației $V_{Sub\,S}$ se pune în evidență prin relația:

$$V(V_{Sub\,S}) = V_{T0} - \frac{|2K_s\,\varepsilon_0\,q\,N_D|^{\frac{1}{2}}}{C_{ox}}\left[(V_{Sub\,S} - 2\,\Phi_{Fn})^{\frac{1}{2}} - |2\Phi_{Fn}|^{\frac{1}{2}}\right]; \qquad (10)$$

V_{T0} este tensiunea de prag la $V_{Sub\,S} = 0$.

Figura 12 prezintă rezultatele experimentale ale variației V_T cu $V_{Sub\,S}$ la cîteva TEC—MOS ROS-01 și curbele teoretice corespunzătoare pentru $N_D = 10^{16}$ cm^{-3} și $X_{ox} = 1\,100$—$1\,500$ Å ca parametru.

Deoarece ecuațiile (4), (7), (8) și (9) sînt rezultate făcînd aproximația $Q_{B0} = 0$, ele sînt cu atît mai precise cu cît concentrația substra-

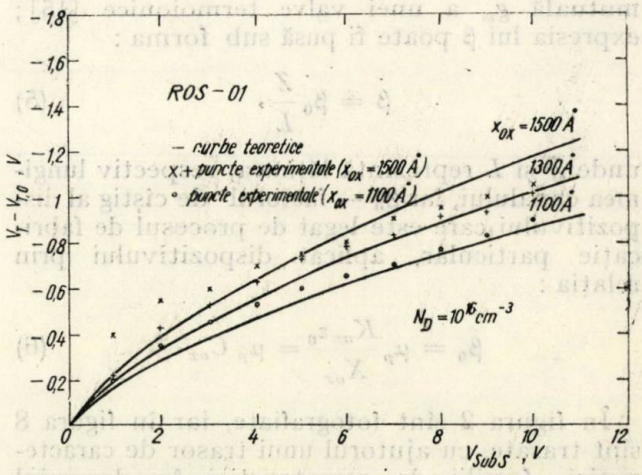


Fig. 12. Curbe teoretice obținute prin programare pe calculatorul HP 9100 și puncte experimentale obținute pentru variația tensiunii de prag V_T cu polarizarea substratului V_{SubS}.

tului N_D este mai mică. La aceasta adăugăm observația că N_D, sub influența tratamentelor de oxidare termică, crește la suprafață datorită efectului de redistribuire a impurităților. La concentrații N_D cuprinse între 10^{15} și 10^{16} cm^{-3}, deși abaterile devin mai importante, liniaritatea curbei $g_m = f(V_{GS})$ și forma pătratică a curbei $I_{D\,sat} = f(V_{GS})$ se păstrează încă [14]; la $N_D > 10^{16}$ cm^{-3} este necesar să se aplice relații mai complexe.

TEC—MOS cu canal p sau n prezintă coeficienți de variație ai parametrilor cu temperatura negativi, pozitivi sau zero, în funcție de punctul de funcționare ales.

Principalii factori care determină această comportare în temperatură sînt: mobilitatea purtătorilor μ, nivelul Fermi Φ_F și sarcina conținută în starea de suprafață Q_{SS}; la tranzistoarele MOS cu Q_{SS} mic, acest ultim efect poate fi neglijat.

Efectul temperaturii asupra TEC—MOS în regiunea de saturație se descrie [1, 6, 15] prin variația tensiunii de poartă $\frac{dV_{GS}}{dT}$ necesară pentru menținerea curentului de saturație $I_{D\,sat}$ constant. Ținînd cont de mărimile dependente de temperatură, din expresia $I_{D\,sat}$ [1, 5, 6], se poate scrie:

$$\frac{dV_{GS}}{dT} = \frac{2}{T}(V_{GS} - V_T) - \frac{0{,}605 - \Phi_{Fn}}{T}\left[2\,\frac{V_{GS} - V_T}{V_{D\,sat}} - 1\right]. \quad (11)$$

Din examinarea acestei relații se constată că este posibil să se obțină un coeficient de

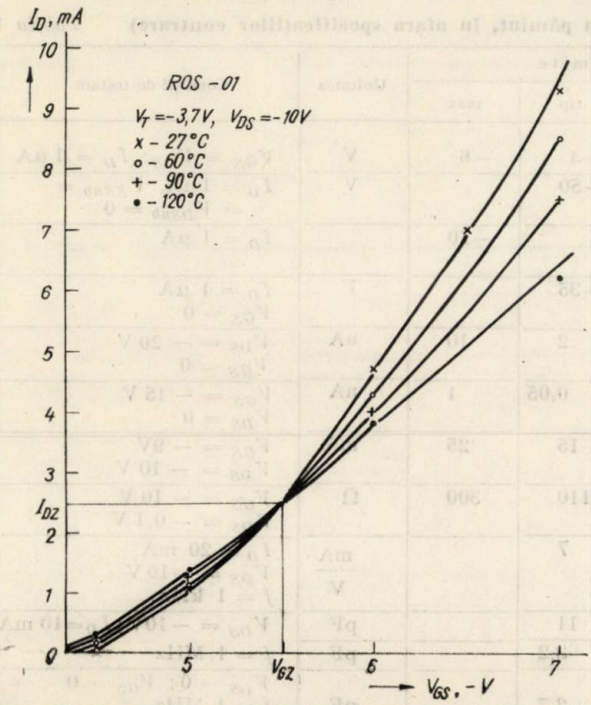


Fig. 13. Influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer în regiunea de saturație.

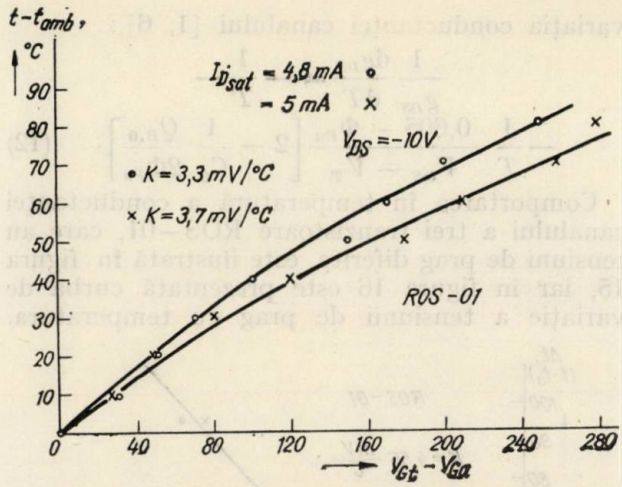


Fig. 14. Variația tensiunii de poartă cu temperatura la curent de saturație constant.

temperatură nul pentru curentul de drenă, pentru o tensiune particulară V_{GZ} care anulează ecuația (11). După cum reiese și din curbele experimentale prezentate în figura 13, V_{GZ} este o tensiune apropiată de tensiunea de prag a dispozitivului unde transconductanța are o

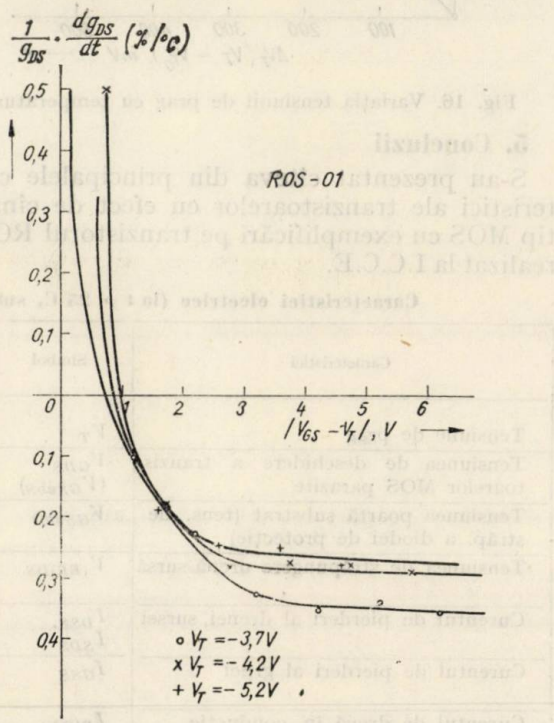


Fig. 15. Variația coeficientului de temperatură al conductanței în regiunea liniară cu tensiunea de poartă.

valoare mică. Pentru $V_{GS} > V_{GZ}$, conform rezultatelor prezentate în figura 14, la $I_{D\,sat} =$ = 4,8 mA și 5 mA, pentru $\frac{dV_{GS}}{dT}$ se obțin valori de 3,3, respectiv 3,7 mV/°C.

Efectul temperaturii asupra caracteristicilor TEC—MOS în regiunea liniară se descrie prin

variaţia conductanţei canalului [1, 6]:

$$\frac{1}{g_{DS}}\frac{dg_{DS}}{dT} = -\frac{1}{T} - \frac{1}{T}\frac{0{,}605 - \Phi_{Fn}}{V_{GS} - V_T}\left[2 - \frac{1}{C_0}\frac{Q_{B,0}}{2\Phi_{Fn}}\right]. \quad (12)$$

Comportarea în temperatură a conductanţei canalului a trei tranzistoare ROS—01, care au tensiuni de prag diferite, este ilustrată în figura 15, iar în figura 16 este prezentată curba de variaţie a tensiunii de prag cu temperatura.

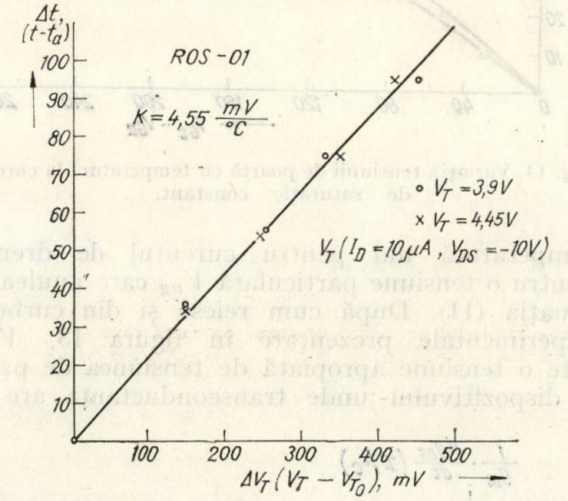


Fig. 16. Variaţia tensiunii de prag cu temperatura.

5. Concluzii

S-au prezentat cîteva din principalele caracteristici ale tranzistoarelor cu efect de cîmp de tip MOS cu exemplificări pe tranzistorul ROS-01 realizat la I.C.C.E.

Studiul efectuat asupra TEC—MOS ROS-01, prezentat succint în acest articol, a avut ca scop punerea în evidenţă pe de o parte a posibilităţilor de realizare în ţara noastră, în tehnologie clasică MOS cu poartă de aluminiu, a TEC—MOS, iar pe de altă parte prezentarea a cîtorva din performanţele acestui tranzistor.

Rezultatele experimentale obţinute în cadrul acestor lucrări au permis verificarea procesului de pasivare a oxidului de poartă, în vederea obţinerii de tranzistoare MOS cu o stabilitate remarcabilă în condiţiile influenţei temperaturii şi cîmpului electric pe poartă.

Lucrarea efectuată a cuprins şi studiul influenţei temperaturii asupra unor parametri ai TEC—MOS, şi găsirea experimentală a condiţiilor de funcţionare în caz de independenţă a parametrilor tranzistorului de temperatură, precum şi precizarea coeficienţilor de variaţie cu temperatura a tensiunii de poartă în regiunea de saturaţie şi a conductanţei canalului în regiunea liniară a caracteristicilor.

În sfîrşit, se apreciază că una din cele mai importante perspective deschise prin elaborarea TEC—MOS discret ROS-01 este extinderea rezultatelor obţinute la diversificarea TEC—MOS şi la elaborarea de circuite integrate cu canal *p*, complexe.

ANEXĂ

Tranzistorul cu efect de cîmp MOS cu canal *p* ROS — 01

Tranzistorul ROS-01 este primul tranzistor cu efect de cîmp metal-oxid-semiconductor (TEC—MOS) cu canal *p*, realizat prin cercetare proprie la I.C.C.E.-Băneasa, Bucureşti.

Caracteristici electrice (la t = 25°C, substratul legat la pămînt, în afara specificaţiilor contrare) *Tabela 1*

Caracteristici	Simbol	Limite min	Limite tip	Limite max	Unitatea	Condiţii de testare
Tensiune de prag	V_T	−2	−4	−6	V	$V_{GS} = V_{DS}$; $I_D = 1$ μA
Tensiunea de deschidere a tranzistoarelor MOS parazite	V_{GDS} (V_{GSubS})	−40	−50		V	$I_D = 1$ μA, $V_{SSub} = V_{DSub} = 0$
Tensiunea poartă substrat (tens. de străp. a diodei de protecţie)	V_{GSubO}	−40		−70		$I_D = 1$ μA
Tensiunea de străpungere drenă-sursă	$V_{(BR)DS}$	−30	−35		V	$I_D = 1$ μA, $V_{GS} = 0$
Curentul de pierderi al drenei, sursei	I_{DSS}, I_{SDS}		2	10	nA	$V_{DS} = -20$ V, $V_{GS} = 0$
Curentul de pierderi al grilei	I_{GSS}		0,05	1	nA	$V_{GS} = -15$ V, $V_{DS} = 0$
Curentul de drenă în conducţie	$I_{D(ON)}$	5	15	25	mA	$V_{GS} = -9$V, $V_{DS} = -10$ V
Rezistenţa drenă-sursă în conducţie	$r_{DS(ON)}$		110	300	Ω	$V_{GS} = -10$ V, $V_{DS} = -0{,}1$ V
Transconductanţa directă	g_m	3	7		mA/V	$I_D = 20$ mA, $V_{DS} = -10$ V, $f = 1$ kHz
Capacitatea de intrare	C_{iss}		11		pF	$V_{DS} = -10$V; $I_D = 10$ mA
Capacitatea de reacţie	C_{rss}		3,2		pF	$f = 1$ MHz
Capacitatea grilă-drenă	C_{gd}		2,7		pF	$V_{DS} = 0$; $V_{GS} = 0$, $f = 1$ MHz, $C_{rss} = C_{gd}$

Tranzistorul TEC—MOS ROS-01 cu canal p este de tipul „îmbogățire", adică atîta timp cît pe poartă nu se aplică o tensiune, prin tranzistor nu trece curent. Un astfel de dispozitiv se mai numește și „normal deschis".

Tranzistorul ROS-01 este destinat aplicațiilor generale în montaje de amplificare, în oscilatoare, ca rezistență variabilă cu tensiunea, precum și în orice alte montaje electronice unde se cere impedanță de intrare ridicată și raport de impedanțe blocare-conducție mare.

Prin protecția porții contra suprasarcinilor electrostatice — diodă cu poartă integrată în paralel cu poarta — tranzistorul ROS-01 poate fi manipulat fără precauții speciale.

Datorită procesului suplimentar de pasivare, tranzistorul ROS-01 se caracterizează printr-o stabilitate remarcabilă în timp a caracteristicilor electrice.

CARACTERISTICILE ELECTRICE la 25°C sînt prezentate în tabela 1, iar valorile limită maxim-absolute în tabela 2

Tabela 2

Valori limită maxim absolute (la $t_{amb} = 25$ °C)

Tensiunea drenă-sursă, sursă-drenă	V_{DS}, V_{SD}	−30 V
Tensiunea poartă-substrat	V_{GSub}	−40 V, +0,3 V
Tensiunea poartă-sursă, poartă-drenă	V_{GS}, V_{GD}	−40 V
Curentul de drenă	I_D	30 mA
Temperatura de lucru și de stocare		−55°C, +125°C
Putere maximă de disipație	P_d	300 mW (factorul de scădere 2,4 mW/°C peste 25°C)

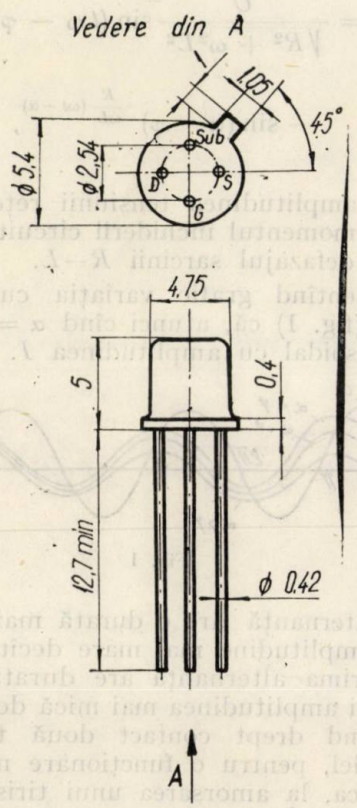


Fig. 17.

Conform valorilor tipice măsurate pe un mare număr de tranzistoare ROS-01, rezistența de intrare determinată la o tensiune de poartă $V_{GS} = 15$ V este mai mare ca 10^{11} Ω.

TEC—MOS ROS-01 ESTE ÎNCAPSULAT în capsulă metalică standard TO-72, prezentată în figura 17; schema de conexiune la terminalele capsulei rezultă din figura 18.

Puterea disipată, de 300 mW, corespunde temperaturii mediului ambiant de +25°C; peste 25°C, puterea disipată se modifică conform diagramei din figura 19, cu un factor de scădere de 2,4 mW/°C.

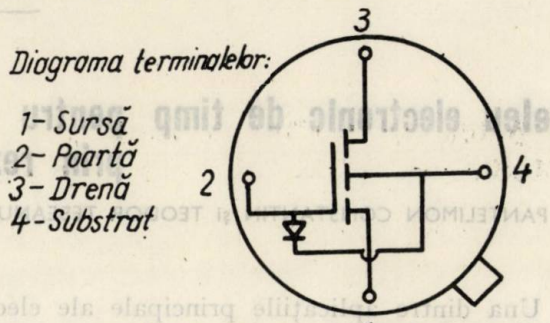


Fig. 18.

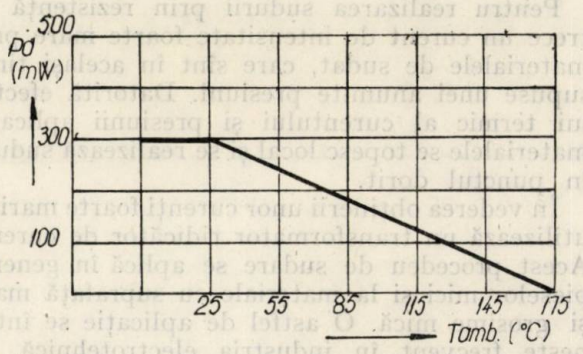


Fig. 19.

Ansamblul măsurătorilor efectuate în cadrul încercărilor de casă și în cadrul încercărilor de omologare a confirmat stabilitatea caracteristicilor electrice în timp și la diferite încercări mecano-climatice efectuate conform normei interne a produsului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Stere, R., Ristea, I., Bodea, M. *Tranzistoare cu efect de cîmp*. București, Ed. tehnică, 1972.

[2] Drăgănescu, M. *Electronica corpului solid*. București, Ed. tehnică, 1972.

[3] Kahng, D., Atalla, M.M. *Silicon-silicon dioxide field induced devices*. Solid device research conference, Pittsburg, Jun. 1960.

[4] Heiman, F., Hofstein, S.R. *Metal-oxide-semiconductor field-effect transistors*. În: Electronics, 30 nov 1964.

[5] Grove, A.S. *Physics and technology of semiconductor devices*. New York, John Wiley, 1967.

[6] Cobbold, R.S.C. *Theory and applications of field-effect transistors*. New York, John Wiley, 1970

[7] Nicollian, E.H. *Surface passivation on semiconductors*. În: The journal of vacuum science and technology, vol. **8**, nr. 5, 1971.

[8] Bruce E. Deal. *Current concepts in the passivation and encapsulation of semiconductor devices*. Proceedings of the 10-th electrical insulation conference, 20—23 sep 1971.

[9] Hofstein, S. R. *Stabilization of MOS devices*. În: Solid-state-electronics, **10**, 1967.

[10] Bulucea, C., Postolache, C. *Obţinerea structurilor metal-oxid-semiconductor (MOS) cu oxid pasivat.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a Academiei R.S.R., Bucureşti, 3 iulie 1972.
[11] Merckel, G., Borel, J., Cupcea, N. Z. *An accurate large-signal MOS transistor model for use in computer-aided design.* În : IEEE trans. on electron. devices, ED—**19**, nr. **5**, 1972.
[12] Vandorpe, D. *An accurate two-dimensional numerical analysis of the MOS transistor.* În : Solid-state-electronics, **15**, 1972, p. 547.
[13] Popa, A. *An injection level dependent theory of the MOS transistor in saturation.* În : IEEE trans. on electron. devices, ED-**19**, nr. 6, 1972.
[14] Philips technical review, **31**, nr. 8—9, 1970.
[15] *MOS integrated circuits and their application.* Mullard, 1970.

Releu electronic de timp pentru comanda automată a maşinilor de sudat prin rezistenţă (puncte)

PANTELIMON CONSTANTIN şi TEODOR TEBEANU* — Bucureşti

CZ 621.318.57 : 621.791.76

Una dintre aplicaţiile principale ale electronicii în industrie este comanda automată a maşinilor de sudat prin rezistenţă.

Pentru realizarea sudurii prin rezistenţă se trece un curent de intensitate foarte mare prin materialele de sudat, care sînt în acelaşi timp supuse unei anumite presiuni. Datorită efectului termic al curentului şi presiunii aplicate, materialele se topesc local şi se realizează sudura în punctul dorit.

În vederea obţinerii unor curenţi foarte mari se utilizează un transformator ridicător de curent. Acest procedeu de sudare se aplică în general pieselor mici şi la materiale cu suprafaţă mare şi grosime mică. O astfel de aplicaţie se întîlneşte frecvent în industria electrotehnică, la construcţia becurilor şi tuburilor fluorescente.

Instalaţia de comandă trebuie să îndeplinească anumite condiţii determinate de procesul tehnologic de sudare.

În primul rînd, este necesar ca stabilirea şi întreruperea curentului de sudare să se facă cu un întrerupător electronic conectat în serie cu înfăşurarea primară a transformatorului de sudare, din cauză că, intensitatea curenţilor din primar fiind mai mică, dispozitivele electronice sînt mai puţin încărcate.

În al doilea rînd, durata sudării trebuie să cuprindă un număr întreg de perioade ale tensiunii reţelei. Dacă această condiţie nu este îndeplinită, în miezul transformatorului de sudare apare o componentă continuă a fluxului magnetic, care creşte după un anumit număr de cicluri de sudare şi conduce la intrarea în saturaţie a miezului transformatorului.

Ca întrerupător se foloseşte în mod obişnuit un contactor static realizat cu două dispozitive electronice combinate în montaj antiparalel.

În instalaţiile mai vechi s-au folosit ignitroane şi tiratroane, iar instalaţiile moderne sînt realizate cu tiristoare ale căror avantaje sînt cunoscute.

A treia condiţie pe care trebuie să o îndeplinească instalaţia de comandă impune ca unghiul α de amorsare a dispozitivelor de comandă să fie mai mare decît unghiul de defazaj φ al sarcinii, considerată inductivă. Pentru a justifica această condiţie este necesar ca, în prealabil, să se ia în considerare regimul tranzitoriu care se stabileşte într-un circuit R—L cuplat la tensiunea sinusoidală.

Curentul care se stabileşte în circuit în acest caz are expresia :

$$i = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \sin(t\omega - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)\, e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha)}, \qquad (1)$$

în care :

U este amplitudinea tensiunii reţelei ;
α — momentul închiderii circuitului ;
φ — defazajul sarcinii $R—L$.

Reprezentînd grafic variaţia curentului, se observă (fig. 1) că, atunci cînd $\alpha = \varphi$, regimul este sinusoidal cu amplitudinea I. Cînd $\alpha < \varphi$

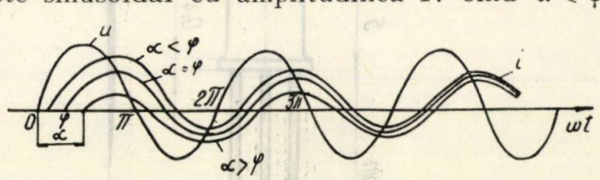


Fig. 1

prima alternanţă are o durată mai mare decît π şi o amplitudine mai mare decît I, iar cînd $\alpha > \varphi$, prima alternanţă are durată mai mică decît π şi amplitudinea mai mică decît I.

Utilizînd drept contact două tiristoare în antiparalel, pentru o funcţionare normală este necesar ca, la amorsarea unui tiristor, celălalt să fie stins. În caz contrar, primul tiristor nu

* Dr. ing. *P. Constantin* şi ing. *T. Tebeanu* lucrează la Catedra de electronică aplicată din Institutul politehnic Bucureşti.

poate amorsa, avînd o tensiune foarte mică între anod şi catod. Întrucît impulsurile de comandă se succed periodic la intervale egale cu π, este necesar ca durata conducţiei fiecărui tiristor să fie mai mică decît π, adică α să fie mai mare decît φ. În acest mod se elimină si supracurentul care ar apărea în cazul cînd $\alpha < \varphi$.

1. Schema-bloc a instalaţiei

Schema-bloc adoptată pentru realizarea unei instalaţii industriale cuprinde două părţi principale (fig. 2) :

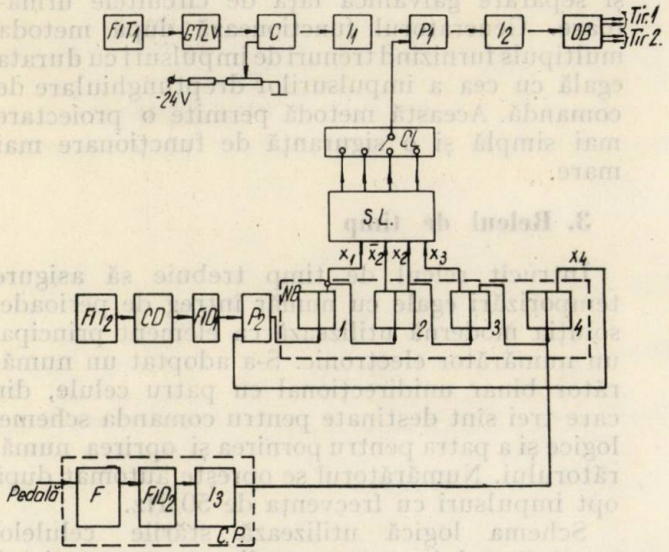


Fig. 2

— sistemul de formare a impulsurilor pentru comanda tiristoarelor ;

— un releu de timp, care comandă aplicarea acestor impulsuri la tiristoare într-un interval de timp determinat şi egal cu un număr întreg de perioade.

Sistemul de formare a impulsurilor de comandă cuprinde în primul rînd formatorul de impulsuri FIT_1, care produce o succesiune de impulsuri trapezoidale cu frecvenţa de 100 Hz, sincronizate cu reţeaua de 50 Hz.

Aceste impulsuri comandă generatorul GTLV, care produce o succesiune de impulsuri periodice cu variaţie liniară (dinţi de ferăstrău), de aceeaşi durată cu impulsurile de comandă.

În vederea reglării unghiului de amorsare a tiristoarelor, în schemă s-a prevăzut un comparator care, primind impulsurile de tensiune liniar variabilă, le compară cu o serie de tensiuni continue fixe şi furnizează la ieşire impulsuri periodice dreptunghiulare cu frontul posterior fix şi cu durată reglabilă.

Aceste impulsuri sînt aplicate la poarta P_1 după ce trec prin inversorul logic I_1. Deschiderea porţii P_1 este comandată de releu de timp propriu-zis. După ce trec prin al doilea inversor logic I_2, impulsurile dreptunghiulare sînt aplicate la oscilatorul bloking OB, care formează impulsuri de putere suficientă pentru comanda porţilor tiristoarelor.

Elementul principal al releului de timp este numărătorul binar unidirecţional NB, declanşat la acţionarea pedalei maşinii prin intermediul circuitului de pornire CP.

Acesta numără o succesiune de impulsuri sincronizate cu reţeaua şi se opreşte automat după opt impulsuri. Stările primelor trei celule ale numărătorului comandă schema logică SL, care permite deschiderea porţii P_1 timp de 1, 2, 3 sau 4 perioade ale tensiunii reţelei. Selectarea numărului de perioade este executată din exterior la începutul ciclului de sudare, cu ajutorul claviaturii CL.

Impulsurile de numărare sînt generate de formatorul de impulsuri trapezoidale FIT_2, circuitul de diferenţiere CD şi formatorul de impulsuri dreptunghiulare FID_1. Poarta P_2 şi celula 4 a numărătorului comandă oprirea numărătorului după opt impulsuri.

Circuitul de pornire cuprinde filtrul F, formatorul de impulsuri dreptunghiulare FID_2 şi inversorul logic I_3.

2. Sistemul de formare a impulsurilor de comandă

Formatorul de impulsuri FIT_1 (fig. 3) a fost realizat cu un redresor dublă alternanţă (diodele D_1 şi D_2) şi cu un limitator cu diodă Zener care taie vîrfurile semisinusoidelor.

Pentru ca frontul trapezelor să fie cît mai mic, tensiunea sinusoidală are amplitudine foarte mare în raport cu nivelul de limitare a diodei Zener.

Impulsurile trapezoidale sînt separate de pauze scurte în care se aplică impulsurile de numărare. În acest scop, între priza mediană şi masă a fost intercalată o tensiune continuă

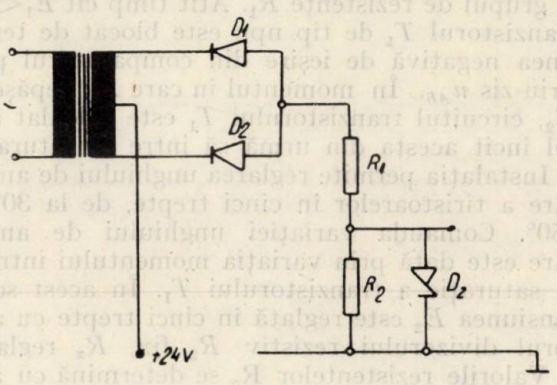


Fig. 3

stabilizată, astfel că diodele redresoare intră în conducţie în momentul în care tensiunea sinusoidală depăşeşte nivelul tensiunii continue.

Generatorul de tensiune liniar variabilă (fig. 4) este realizat în montaj bootstrap. Din cauza

frecvenței foarte joase la care se lucrează (100 Hz) cuplajul cu etajul de formare FIT_1 se face prin rezistență.

Pentru scurtarea timpului de revenire a schemei la situația inițială și mărirea amplitudinii

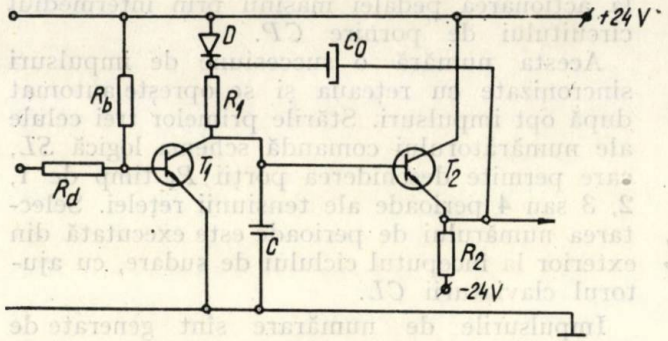


Fig. 4

tensiunii liniar variabile, cum și pentru asigurarea regimului de lucru liniar al tranzistorului T_2, în serie cu rezistența de emitor s-a prevăzut o tensiune continuă negativă stabilizată.

Comparatorul (fig. 5) funcționează după schema cu circulația curentului. Tensiunile E_1, liniar variabilă, și E_2, constantă, sînt aplicate

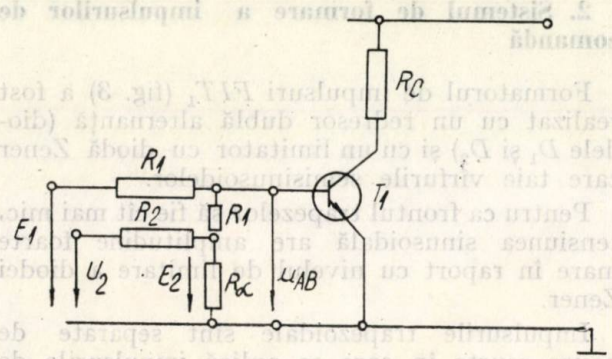


Fig. 5

la grupul de rezistențe R_1. Atît timp cît $E_1 < E_2$, tranzistorul T_1 de tip npn este blocat de tensiunea negativă de ieșire din comparatorul propriu-zis u_{AB}. În momentul în care E_1 depășește E_2, circuitul tranzistorului T_1 este calculat astfel încît acesta din urmă să intre în saturație.

Instalația permite reglarea unghiului de amorsare a tiristoarelor în cinci trepte, de la 30° la 150°. Comanda variației unghiului de amorsare este dată prin variația momentului intrării în saturație a tranzistorului T_1. În acest scop, tensiunea E_2 este reglată în cinci trepte cu ajutorul divizorului rezistiv R_2 fix, R_α reglabil.

Valorile rezistențelor R_α se determină cu ajutorul relației :

$$\left(E_1(t_\alpha) - \frac{R_\alpha U_2}{R_2 + R_\alpha}\right)\frac{1}{R_1} \geqslant \frac{E_c}{R_c \beta_0}, \qquad (2)$$

în care $E_1(t_\alpha)$ reprezintă valoarea absolută a tensiunii liniar variabile la momentul corespunzător unghiului de amorsare dorit, iar R_c reprezintă rezistența de colector a tranzistorului T_1.

Relația (2) exprimă condiția ca valoarea curentului de bază să fie mai mare decît cea a curentului de bază la saturație și este stabilită în ipoteza că tensiunea u_{AB} este egală cu diferența dintre valorile absolute ale tensiunilor E_1 și E_2. În această relație U_2 reprezintă valoarea absolută a tensiunii de alimentare a divizorului R_2, R_α.

Ultimul etaj al lanțului de formare a impulsurilor este oscilatorul bloking *OB*, care permite realizarea unor impulsuri cu front foarte bun și separare galvanică față de circuitele următoare. Generatorul funcționează după metoda multipuls furnizînd trenuri de impulsuri cu durata egală cu cea a impulsurilor dreptunghiulare de comandă. Această metodă permite o proiectare mai simplă și o siguranță de funcționare mai mare.

3. Releul de timp

Întrucît releul de timp trebuie să asigure temporizări egale cu număr întreg de perioade, soluția modernă utilizează ca element principal un numărător electronic. S-a adoptat un numărător binar unidirecțional cu patru celule, din care trei sînt destinate pentru comanda schemei logice și a patra pentru pornirea și oprirea numărătorului. Numărătorul se oprește automat după opt impulsuri cu frecvența de 50 Hz.

Schema logică utilizează stările celulelor numărătorului pentru realizarea temporizării dorite. Evoluția stărilor celulelor acestuia este prezentată în tabela 1.

Tabela 1

Impulsul	Celula 1		Celula 2		Celula 3	
	$\bar{x}_1$	$\bar{x}_1$	$\bar{x}^2$	$\bar{x}^2$	$\bar{x}^3$	$\bar{x}^3$
0	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	0	1
2	0	1	1	0	0	1
3	1	0	1	0	0	1
4	0	1	0	1	1	0
5	1	0	0	1	1	0
6	0	1	1	0	1	0
7	1	0	1	0	1	0
8	0	1	0	1	0	1

Temporizarea de patru perioade este dată direct de ieșirea x_3, care rămîne în starea 1 timp de patru perioade (din momentul aplicării impulsului 4 pînă în momentul aplicării impulsului 8).

Funcția logică corespunzătoare este $f_4 = x_3$.

Temporizarea de două perioade utilizează ieșirile x_2 și x_3, care intră simultan în starea 1 și rămîn în această stare două perioade (din momentul aplicării impulsului 6 pînă în momentul aplicării impulsului 8).

Funcția logică respectivă este $f_2 = x_2 \cdot x_3$.

Pentru realizarea temporizării de o perioadă se pot folosi mai multe soluții. În vederea simplificării funcției logice de trei perioade s-au folosit ieșirile x_1, $\bar{x}_2$ și x_3, care intră simultan în starea 1 după impulsul 5 și rămîn în această stare timp de o perioadă.

Funcția logică pentru o perioadă este $f_1 = x_1 \cdot \bar{x}_2 \cdot x_3$.

Funcția logică pentru trei perioade poate fi realizată simplu cu ajutorul funcțiilor f_1 și f_2: $f_3 = f_1 + f_2$.

Schema logică completă realizată cu cinci circuite logice NAND și unul NOR, din sistemul de comutație statică USILOG, este reprezentată în figura 6.

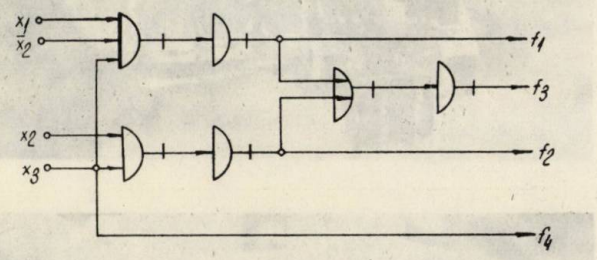


Fig. 6

Celula a patra a numărătorului este inițial în starea 0 și poarta P_2, de acces al impulsurilor de numărare, este blocată. În momentul apăsării pe pedală, un salt de tensiune, dat de circuitul de pornire aplicat la celula a patra, printr-o poartă dinamică de comandă, basculează celula, care trece în starea 1. Poarta P_2 se deschide și impulsurile sînt aplicate la numărător.

După impulsul 8, saltul de tensiune, apărut la ieșirea x_3 a celulei a treia a numărătorului, este aplicat la celula a patra prin a doua poartă dinamică, avînd ieșirea legată în paralel cu prima. Celula a patra basculează și trece în starea zero, iar poarta P_2 se blochează și oprește trecerea impulsurilor de numărare.

În circuitul de pornire s-a prevăzut filtrul F pentru înlăturarea efectelor produse de vibrațiile contactelor imperfecte. FID_2, realizat sub forma unui circuit cu prag, asigură un salt abrupt de tensiune pentru comanda pornirii numărătorului.

Impulsurile de numărare cu frecvența de 50 Hz preced impulsurile de amorsare și trebuie să aibă o durată mică pentru a asigura comanda pînă la unghiuri mici de amorsare.

Pentru producerea acestor impulsuri s-a utilizat formatorul FIT_2, construit dintr-un redresor monoalternanță și un circuit de limitare cu diodă Zener.

Trapezele obținute sînt aplicate la circuitul de diferențiere, care formează impulsuri scurte ascuțite, pozitive și negative. Impulsurile pozitive comandă circuitul FID_1 de formare a impulsurilor dreptunghiulare.

Ansamblul FIT_2,CD este reprezentat în figura 7a, frontul anterior al impulsurilor date de FIT_2 considerate trapezoidale în, figura 7b, iar tensiunea de ieșire în figura 7c.

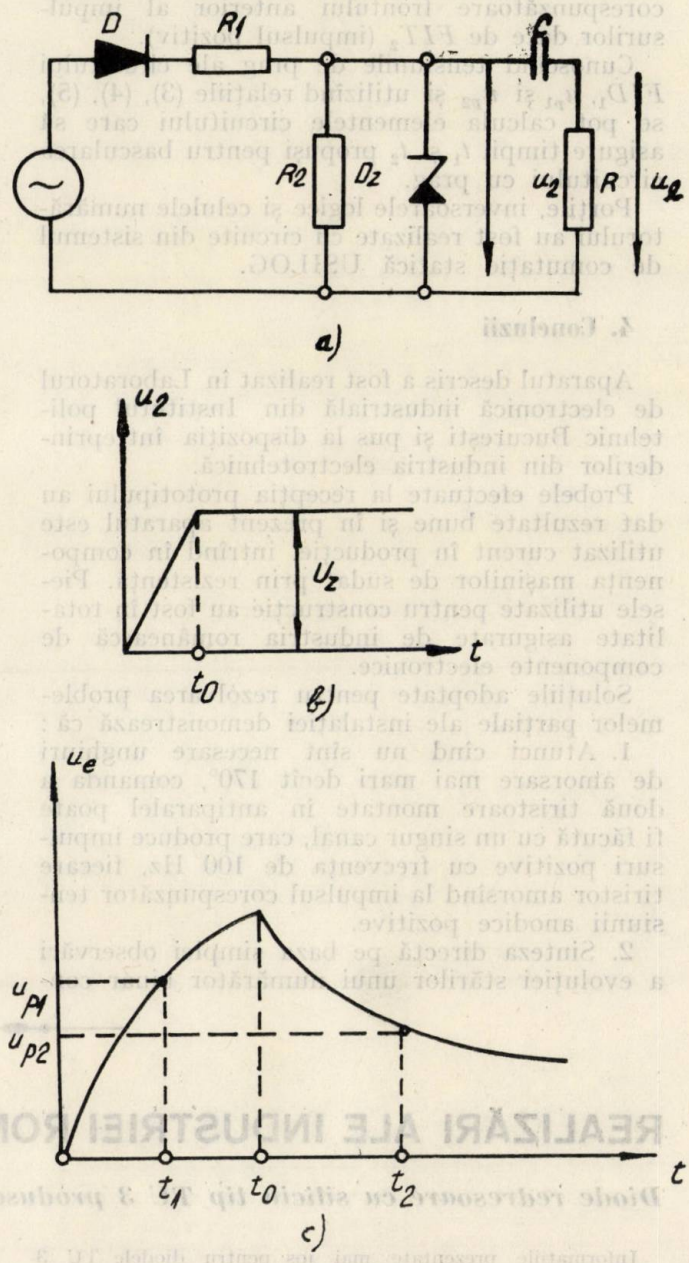


Fig. 7

Pentru calculul ansamblului este necesară cunoașterea momentului t_0 și a relațiilor care dau valoarea tensiunii de ieșire pentru $t<t_0$ și $t>t_0$:

$$\sin\omega t_0 = \frac{U_z}{U}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right), \tag{3}$$

$$u_e = \frac{RCU_z}{t_0}\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right), \tag{4}$$

$$u_e = \frac{RCU_z}{t_0}\left(1 - e^{-\frac{t_0}{RC}}\right)e^{-\frac{t-t_0}{RC}}. \tag{5}$$

Relația (3) a fost stabilită considerînd că, înainte de intrarea în conducție a diodei Zener, curentul derivat prin R și C este neglijabil. Relațiile (4) și (5) exprimă tensiunea de ieșire corespunzătoare frontului anterior al impulsurilor date de FIT_2 (impulsul pozitiv).

Cunoscînd tensiunile de prag ale circuitului FID_1, u_{p1} și u_{p2} și utilizînd relațiile (3), (4), (5), se pot calcula elementele circuitului care să asigure timpii t_1 și t_2 propuși pentru bascularea circuitului cu prag.

Porțile, inversoarele logice și celulele numărătorului au fost realizate cu circuite din sistemul de comutație statică USILOG.

4. Concluzii

Aparatul descris a fost realizat în Laboratorul de electronică industrială din Institutul politehnic București și pus la dispoziția întreprinderilor din industria electrotehnică.

Probele efectuate la recepția prototipului au dat rezultate bune și în prezent aparatul este utilizat curent în producție, intrînd în componența mașinilor de sudat prin rezistență. Piesele utilizate pentru construcție au fost în totalitate asigurate de industria românească de componente electronice.

Soluțiile adoptate pentru rezolvarea problemelor parțiale ale instalației demonstrează că :

1. Atunci cînd nu sînt necesare unghiuri de amorsare mai mari decît 170°, comanda a două tiristoare montate în antiparalel poate fi făcută cu un singur canal, care produce impulsuri pozitive cu frecvența de 100 Hz, fiecare tiristor amorsînd la impulsul corespunzător tensiunii anodice pozitive.

2. Sinteza directă pe baza simplei observări a evoluției stărilor unui numărător binar conduce la o schemă logică de temporizare foarte simplă.

3. Blocurile de comutație statică USILOG dau rezultate satisfăcătoare în construcțiile industriale.

În figura 8 se prezintă două vederi ale blocului electronic realizat.

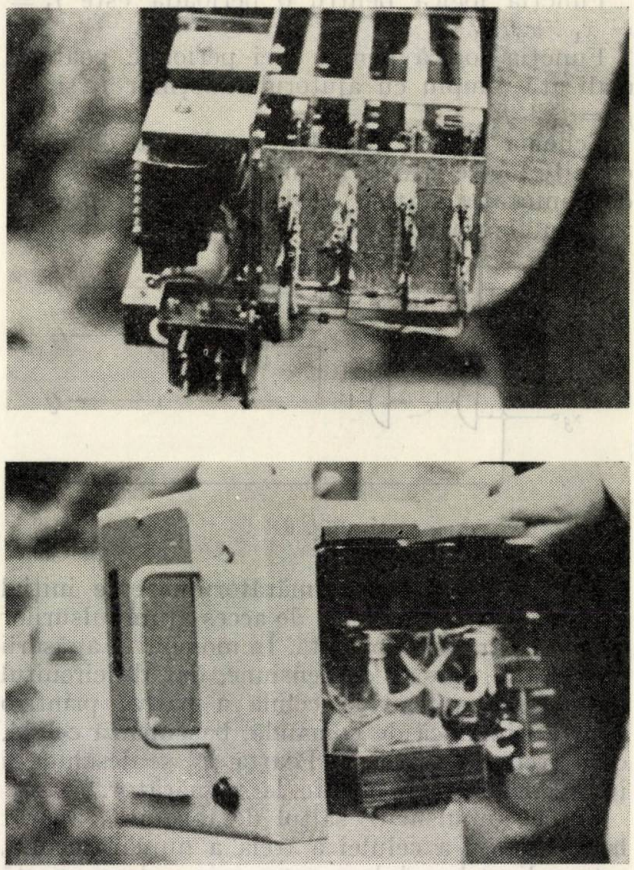


Fig. 8

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

Diode redresoare cu siliciu tip TU 3 produse la IPRS-Băneasa

Informațiile prezentate mai jos pentru diodele TU 3 reprezintă prima redactare comentată a foii lor de catalog întocmită în conformitate cu stipulările publicației CEI 147. Performanțele date reflectă îmbunătățirile calitative realizate de la punerea în fabricație a acestor diode în anul 1971.

Caracteristici generale

Tehnologie. Diodele redresoare tip TU 3 sînt diode cu siliciu dublu difuzate (structuri p+pn+). Contactarea structurii se realizează prin aliere între doi contraelectrozi de molibden. Ansamblul structură-contraelectrozi se lipește între contactele electrice și termice printr-o sudură tare. Această metodă de conectare conferă diodelor performanțe ridicate la oboseală termică. Diodele tip TU 3 se fabrică în capsule S 246 cu ceramica glazurată. Se preconizează trecerea în scurt timp la capsulele TU-TA care, prin forma diferită a trecerii ceramice, vor permite ridicarea limitelor de tensiune inversă.

Polaritate. Anodul diodelor este conectat electric la terminalul flexibil de cupru cu secțiunea de 50 mm². Firele terminalului flexibil sînt cositorite și au diametrul de 0,2 mm. Cosa de fixare este acoperită galvanic și are următoarele dimensiuni : lățimea — max. 20 mm, lungimea părții plate de contact — min. 27 mm, diametrul găurii — $9 \pm 0{,}1$ sau $10{,}5 \pm \pm 0{,}1$ mm.

Terminalul catodic este șurubul bazei hexagonale a capsulei realizat din cupru și nichelată. Dimensiunile terminalului sînt : lungimea totală — $18 \pm 0{,}5$ mm, lungimea părții filetate — min. 15 mm, filetul M 16.

Mod de răcire. Evacuarea căldurii degajate în structura redresoare se realizează prin conducție pe un radiator judicios ales. Se pot folosi ca medii de răcire : aerul (convecție naturală sau forțată) apa sau uleiul. Fabricantul oferă pentru fiecare mediu de răcire radiatoare adecvate.

Montarea diodelor pe radiator. La nivelele de putere vehiculate de aceste diode, rezistența termică de contact diodă-radi-

ator capătă o importanță deosebită. Regulile care trebuie respectate pe parcursul acestei operații au fost enunțate anterior [1]. Pentru radiatoarele din aliaje de aluminiu, înainte de aplicarea rășinii siliconice de contact, se îndepărtează pe cale mecanică oxidul format pe suprafața de contact fără a altera gradul de prelucrare înaintat al acesteia. Valorile limită ale cuplului de strîngere sînt : min. 35 Nm, max. 40 Nm. Se recomandă folosirea unei chei dinamometrice pentru a respecta plaja admisă a cuplului de strîngere. În aceste condiții se poate conta pe o rezistență termică de contact de circa 0,04 C/W.

Marcare. Marcajul diodelor conține : simbolul numelui fabricantului (β), sensul de conducție ($A \rightarrow K$), codul sortului în clar și clasa de direct. Reperul de serie, marcat mecanic pe hexagonul bazei, permite stabilirea datei de livrare.

Modul de livrare. Diodele se livrează cu piuliță și șaibă stelată. Rondela de carton, interpusă între șaiba stelată și bază, are unicul rol de a proteja suprafața de contact a diodei pe durata transportului și depozitării. La cerere, diodele pot fi livrate în aceeași clasă de direct pentru montarea în paralel. Se pot livra și radiatoare pentru montarea în paralel a diodelor, care conferă utilizatorului avantajul cuplajului termic între dispozitive. Tot la cerere diodele se pot livra cu sau montate pe radiatorul ales și comandat de către beneficiar (tabela 3).

Date mecanice

Dimensiuni. Diodele tip TU 3 sînt montate în aceeași capsulă S 246 ca și diodele TU 2, TU 38. Dimensiunile acestei capsule au fost indicate în figura 1 din referința [2]. Dimensiunile radiatoarelor recomandate se pot afla în figura 7 din [2] pentru tipul TNF (convecție naturală) și în figura 8 din [1] pentru tipul TVF (convecție forțată). În ultimul caz, pentru a evita confuziile cu radiatoarele TVF destinate diodelor *K* sau *KS*, se va preciza diametrul găurii de fixare —16,2 mm. Radiatoarele se fixează cu șuruburi hexagonale introduse în canalele longitudinale special destinate acestui scop (vezi detaliul *D* din figurile amintite).

Masa. Masa diodei este de circa 300 grame. Masele radiatoarelor sînt indicate în tabela 3.

Valori limită absolute mecano-climatice

Eforturi maxime admise pe terminale. Terminalul anodic testat în conformitate cu STAS 8393/11—70, suportă un efort maxim de tracțiune de 50 N aplicat progresiv pe o durată de 10±1 s. Terminalul catodic este testat la un cuplu de 60 Nm, aplicat 10±1 s. Această valoare a cuplului este distructivă și nu se admite depășirea cuplului maxim de strîngere.

Valori limită de șocuri și vibrații. Aceste valori limită sînt indicate în NID 3036/71 — „Diode cu siliciu dublu difuzate tip TU 3". Ele satisfac stipulările normelor UIC.

Solicitări climatice limită. Condițiile tehnice, verificarea și metodele de încercare sînt indicate în aceeași normă internă. Ele satisfac solicitările CFR și RNR. Diodele sînt omologate cu participarea acestor organisme.

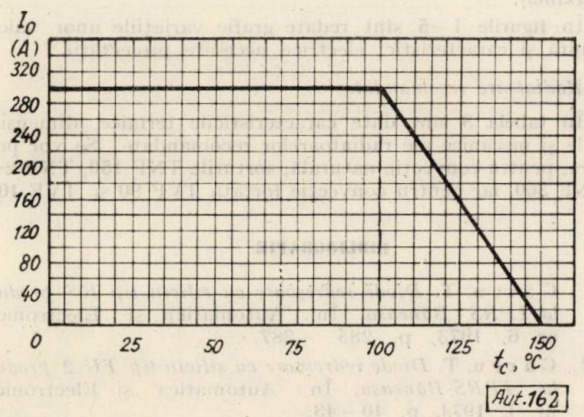


Fig. 1. Curentul mediu redresat I_0, în funcție de temperatura capsulei t_c.

Valori limită, caracteristici electrice și termice

Valorile limită absolute la t_c=25°C, cu excepția altor specificații, sînt indicate în tabela 1. Ele fixează performanțele limită de regim staționar sau tranzitoriu pe caracteristica directă și inversă.

Valorile limită absolute de temperatură sînt următoarele :
— temperatura ambiantă de stocare : —55...+150°C ;
— temperatura capsulei în funcționare : —40...+150°C.

În tabela 2 sînt date valorile maxime ale caracteristicilor electrice la t_c = 25°C, cu excepția altor specificații. Diodele

Tabela 1

Valori limită absolută electrice la t_c = 25°C cu excepția altor specificații

Sort	I_F direct continuu, t_c = 100°C (A)	I_0 mediu redresat, t_c = 100°C (A)	$V_R = V_{RWM} = V_{RRM}$ (V)	Curentul direct de vîrf: I_{FRM} repetitiv (A)	Curentul direct de vîrf: I_{FSM} semisinusoidal 10 ms (A)
TU 35	350	300	1200	1000	5000
TU 34	350	300	1000	1000	5000
TU 33	350	300	800	1000	5000
TU 32	350	300	400	1000	5000
TU 31	350	300	200	1000	5000

Tabela 2

Caracteristici electrice valori maxime la t_c= 25°C, cu excepția altor specificații

Sort	V_{FM} tensiunea directă de vîrf la I_{FM} = 1 100 A (V)	I_{RM} curentul invers de vîrf la $V_{RM}=V_{RWM}$ (mA), t_c=125°C
TU 35	1,4	4
TU 34	1,4	4
Tu 33	1,4	4
TU 32	1,4	4
TU 31	1,4	4

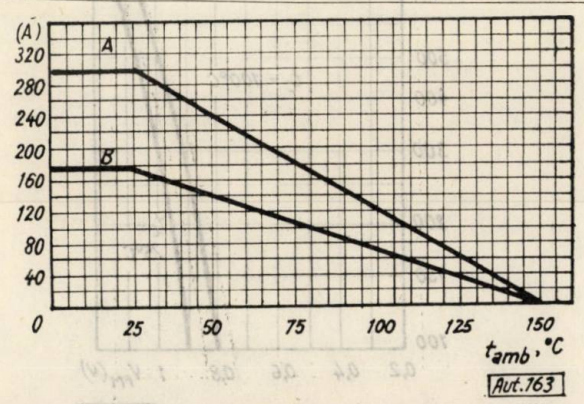


Fig. 2. Curentul mediu redresat I_0, în funcție de temperatura ambiantă t_{amb}.

A — dioda montată pe un radiator TVF 90, ventilat cu 5 m/s (R_{th}=0,18°C/W) ;
B — dioda montată pe un radiator TNF150, convecție naturală (R_{th}=0,55°C/W).

Tabela 3

Caracteristici generale ale radiatoarelor din aliaj de aluminiu

Tipul convecţiei	Naturală				Forţată (5 m/s)	
Sortul	TNF 120	TNF 150	TNF 240	TNF 360	TVF 90	TVF 100
Lungimea (mm)	120	150	240	360	90	100
Secţiunea (mm^2)	120 × 120	120 × 120	120 × 120	120 × 120	80 × 100	80 × 100
Nr. de găuri pe radiator	1	1	2	3	1	1
Diametrul găurilor (mm)	16,2	16,2	16,2	16,2	16,2	16,2
Se recomandă pentru diodele	TU2—TU3	TU3—TU38	TU3—TU38	TU3—TU38	TU3—TU38	TU3—TU38
R_{th} (°C/W)	0,6	0,55	0,4	0,25	0,18	0,16
Masa (kg)	1,18	1,48	2,36	3,54	0,98	1,1

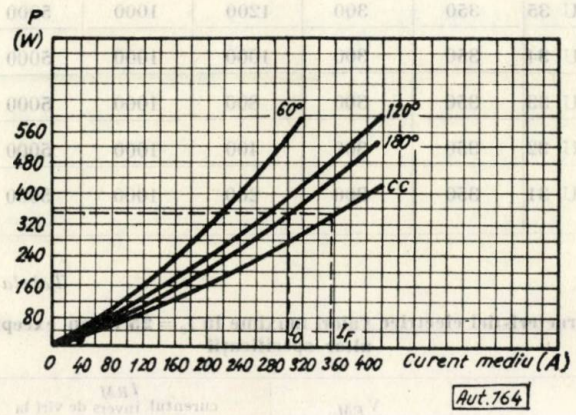


Fig. 3. Puterea medie disipată P, în funcţie de curentul mediu, în diverse regimuri de redresare.

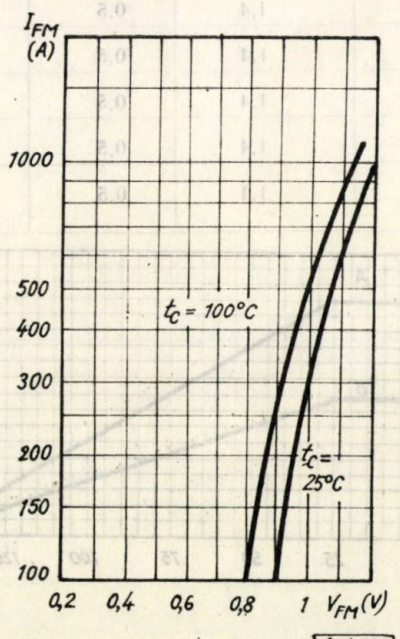


Fig. 4. Tensiunea directă de vîrf V_{FM}, în funcţie de curentul direct de vîrf I_{FM}, la t_c = 25°C şi t_c = 100°C (valori tipice).

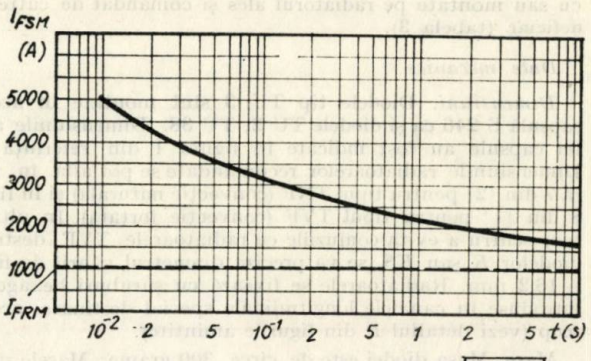


Fig. 5. Curentul direct de vîrf de suprasarcină accidentală I_{FSM}, în funcţie de durata suprasarcinii t, la t_c = 25°C (tren de impulsuri semisinusoidale, 50 Hz).

sînt sortate şi marcate în următoarele clase de tensiune directă măsurată în aceleaşi condiţii :

Clasă A V_{FM} = 1,13—1,19 V ;
Clasă B V_{FM} = 1,17—1,23 V ;
Clasă C V_{FM} = 1,21—1,27 V ;
Clasă D V_{FM} = 1,25—1,31 V ;
Clasă E V_{FM} = 1,29—1,35 V ;
Clasă F V_{FM} = 1,34—1,4 V.

Rezistenţa termică joncţiune-capsulă, exclusiv rezistenţa termică de contact diodă-radiator, este 0,15°C/W (valoare maximă).

În figurile 1—5 sînt redate grafic variaţiile unor valori limită şi caracteristici electrice necesare proiectării.

Radiatoare recomandate

În tabela 3 sînt date caracteristicile termice, dimensionale şi mecanice ale radiatoarelor recomandate. Se vor prefera, pentru convecţie naturală, sorturile TNF 150, TNF 240 TNF 360, iar pentru convecţie forţată TVF 90 şi TVF 100.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cârcu, T. *Diode redresoare cu siliciu tip KS produse la IPRS Băneasa.* În : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1973, p. 285 —287.

[2] Cârcu, T. *Diode redresoare cu siliciu tip TU 2 produse la IPRS-Băneasa.* În : Automatica şi Electronica, nr. 1, 1974, p. 40—43.

Ing. *T. Cârcu*

Sistemul de introducere de date SID (nou produs românesc omologat)

Generalități

Sistemul SID reprezintă o soluție modernă pentru introducerea și prelucrarea primară a datelor, conceput pentru înlocuirea treptată a perforatoarelor și verificatoarelor de cartele și a conversiei cartelă-bandă.

SID este cuplat la calculatorul FELIX C—256 pe legătura programată.

Sistemul posedă programele de funcționare și exploatare, care sînt livrate ca parte integrantă a fiecărui sistem.

Pe măsură ce se introduce, informația este prelucrată, controlată și depusă pe disc magnetic, la adresa alocată pupitrului ce a introdus-o. Imediat ce un cîmp sau mai multe au fost introduse, se face verificarea printr-o retestare totală sau a anumitor zone din înregistrare. O înregistrare verificată poate fi transferată pe bandă magnetică, banda fiind suport compatibil pentru toate calculatoarele.

Caracteristicile sistemului SID

— 1 la 32 posturi de operare;
— lungime de înregistrare variabilă de la 1 la 256 caractere;
— numărul de formate sau programe de înregistrare standard, accesibile fiecărui post: 999;
— 2 formate prezente simultan la pupitru;
— formate specifice pot fi introduse de la fiecare post;
— un bloc poate fi tipărit la imprimanta sistemului prin comandă de la orice pupitru;
— fiecare post poate manipula caractere hexazecimale;
— fiecare pupitru are interfață standard, putînd fi cuplat prin modem;
— claviatură tip IBMO29;
— panou de afișare, la pupitru, ce arată:
  — poziția caracterului în bloc;
  — caracterul alfanumeric;
  — cuvîntul de program;
  — modul de lucru: introducere, verificare, citire, memorie;
  — numărul blocului.

Condiții de mediu

Temperatura:	5—40 C.
Umiditatea:	60% ± 20%.
Tensiunea de alimentare:	220 V ± 10%, 50 Hz ± 2%.
Dimensiuni:	560 × 455 × 145 mm.
Masa:	8 kg.
Indice de fiabilitate:	95%.

Destinație

Sistemul SID își găsește aplicabilitatea la centrele de calcul unde, la programe existente, se prelucrează un mare volum de date: finanțe, gestiuni, aplicații economice etc.

Ing. *Mihai Dobre*

FELIX CE 122 T

Calculator electronic de birou cu circuite integrate și imprimantă fabricate în țară (nou produs românesc omologat)

FELIX CE 122 T a fost conceput în cadrul Institutului de tehnică de calcul, în scopul acoperirii necesarului intern crescînd de calculatoare electronice de birou cu imprimantă.

Structuaa

FELIX CE 122 T este un calculator de tip serie lucrînd în cod BCD (binar codificat zecimal).

Informația este organizată sub formă de patru registre, fiecare cuprinzînd 16 caractere zecimale. Ca element de memorie este folosit un registru de deplasare dinamic de 256 biți LSI—MOS.

În blocul aritmetic informația codificată în BCD este transformată în cod număr de impulsuri și prelucrată corespunzător comenzii date cu ajutorul unui numărător zecimal reversibil.

Comenzile furnizate de blocul de comandă sînt realizate prin microprogramare inclusă în hardware.

Algoritmii pentru executarea înmulțirii și împărțirii folosesc metoda adunărilor și scăderilor repetate.

Din punct de vedere funcțional, cele patru registre pot fi împărțite astfel:
— trei registre aritmetice; dintre care unul pentru primul operand, unul de intrare și acumulator, și unul suplimentar pentru executarea operațiilor de înmulțire și împărțire;
— un registru acumulator suplimentar, cu rol de memorare a constantelor sau a rezultatelor parțiale.

Introducerea datelor și a comenzilor se face prin intermediul unei tastaturi cu contacte mecanice simple, controlată de un sistem electronic, care asigură protecția la apăsarea simultană a mai multor taste și blocarea electronică a tastaturii pe durata executării operațiilor sau la depășire.

Afișarea rezultatelor se face prin tipărirea pe bandă de hîrtie obișnuită, folosind o imprimantă electromecanică cu impact de tip 15—15, fabricată în țară.

Caracteristici funcționale

Introducerea. FELIX CE 122 T permite introducerea numerelor cu 14 cifre zecimale, cu poziția virgulei prestabilită electronic. Schimbarea poziției virgulei între zero și nouă se realizează comod prin acționarea tastei corespunzătoare și a tastei de cifră dorită. Rezultatele se afișează cu virgula în poziția stabilită inițial. Nici o altă combinație de taste nu schimbă poziția virgulei.

Introducerea datelor și a funcțiilor se face în ordinea scrierii lor pe hîrtie.

Operații aritmetice. FELIX CE 122 T permite executarea algebrică a celor 4 operații aritmetice fundamentale, cu următoarele precizări:
— în urma operației de adunare și scădere se păstrează ambii operanzi, obținînd simultan operanzii și rezultatul;
— ultimul operand introdus se păstrează în urma executării oricărei operații aritmetice, ceea ce permite realizarea operațiilor în lanț sau cu factor constant;
— registrul acumulator suplimentar permite realizarea calculelor de tip sumă sau diferență de produse.

Operații auxiliare. Pe lîngă posibilitățile descrise, FELIX CE 122 T mai permite:
— interschimbarea rolului operanzilor (de exemplu, deîmpărțitul cu împărțitorul);
— ștergerea independentă a celor două registre acumulatoare;
— ștergerea generală și reinițializarea;
— anularea depășirii;
— indicarea depășirii și a faptului că registrul acumulator suplimentar este ocupat.

Destinație

FELIX CE 122 T este destinat executării calculelor tehnico-științifice și financiar-contabile. Poate fi folosit în cercetare, proiectare, servicii adimistrative etc.

Tehnologie

Calculatorul este realizat în principal cu circuite integrate și componente discrete produse în țară.

Întreaga logică a calculatorului este împachetată într-un bloc electronic compact, realizat pe plăci cu circuite imprimate dublă-față, cu găuri metalizate.

Caracteristici tehnice

Dimensiuni:	233 × 216 × 408 mm.
Greutate:	circa 10 kg.
Putere consumată:	circa 100 VA.
Alimentare:	220 V, 50 Hz.
Imprimanta:	serie, 15 caractere/s.
Dimensiunile benzii de hîrtie:	90 mm lățime.

Ing. *Dana Bucșe* și ing. *Traian Ciobanu*

TEZĂ DE DOCTORAT

DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE PLANARE. STUDIUL UNOR PROCESE FIZICE ÎN VEDEREA ÎMBUNĂTĂŢIRII CARACTERISTICILOR ELECTRICE (INJECŢIA LA AVALANŞĂ, ÎN DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE PLANARE, CU SILICIU

Autor — ing. *Constantin D. Bulucea*
Conducător ştiinţific — prof. dr. doc. ing. *M. Drăgănescu*, membru corespondent al Academiei R.S.R.
Data susţinerii : 7 martie 1974.

Dispozitivele semiconductoare au cunoscut o extindere impresionantă odată cu apariţia şi perfecţionarea tehnologiei planare în perioada anilor 1960—1966. După această perioadă atenţia specialiştilor a fost îndreptată în special spre investigarea mai amănunţită a unor proprietăţi deja relevate şi fundamentarea lor teoretică într-o concordanţă cît mai deplină cu experienţa. Un fenomen descoperit în acest timp, cu importanţă deosebită atît ştiinţifică cît şi practică, este *injecţia la avalanşă*, fenomen asociat străpungerii de suprafaţă. Acesta constă în injecţia (emisia) de purtători fierbinţi în oxid (accelerați de cîmpul electric intens existent în condiţiile străpungerii), peste bariera de potenţial de la interfaţa siliciu — bioxid de siliciu ($Si-SiO_2$). Investigarea fenomenului are în vedere atît obţinerea unor date noi privind sistemul $Si-SiO_2$, dar şi rezultate practice legate de fiabilitatea dispozitivelor semiconductoare sau chiar dispozitive noi (memorii).

În teza prezentată aici se aduce o contribuţie la caracterizarea fenomenului injecţiei la avalanşă în structuri semiconductoare. În lucrare se elaborează pentru prima dată o teorie a injecţiei la avalanşă în structuri de diode cu poartă, lucrările deja publicate asupra acestui subiect limitîndu-se la nivelul unor modelări elementare sau al unor constatări experimentale. La baza acestei teorii stă modelarea fizică a fenomenului combinată cu calculul asistat de calculator. Verificarea experimentală a teoriei s-a făcut pe dispozitive special elaborate în cursul acestor cercetări, dispozitive cu un înalt grad de perfecţionare.

Teza este împărţită în şapte capitole. După ce în capitolul 1 — INTRODUCERE LA TEZĂ se defineşte stadiul cunoaşterii în domeniul injecţiei la avalanşă şi al străpungerii de suprafaţă, în capitolul 2 — TEORIA INJECŢIEI LA AVALANŞĂ ÎN STRUCTURI DE DIODĂ CU POARTĂ se elaborează teoria fenomenului, care conduce la determinarea prin calcul a parametrilor esenţiali asociaţi acestuia. Injecţia la avalanşă este analizată detaliat urmărindu-se, în final, calculul coeficientului de injecţie definit ca raportul dintre curentul injectat în oxid, la avalanşă şi curentul de avalanşă prin joncţiune. Acest calcul este bazat pe teoria fizică a lui Bartelink, Moll şi Meyer privind distribuţia în energie a electronilor. Teoria acestor autori a fost dezvoltată prin calculul numeric al probabilităţii esenţiale de injecţie şi al factorului de evitare a reflexiei la barieră, în forma lor integrală în raport cu energia. Cu această ocazie se pune în evidenţă concordanţa comodă, dar falsă, dintre teorie şi experienţă obţinută de unii autori, concordanţă rezultată prin compensarea unor erori importante şi dezmînţită acum prin unele fapte evidente cum sînt ignorarea totală a reflexiei la barieră şi a efectului Schottky. Un alt rezultat important obţinut în acest capitol este demonstrarea caracterului localizat al străpungerii de suprafaţă, estimîndu-se o lărgime a regiunii în care are loc acest fenomen de ordinul zecilor sau sutelor de angstromi.

În capitolul 3 — TEORIA MULTIPLICĂRII ÎN AVALANŞĂ ÎN JONCŢIUNI p-n CU SILICIU CU GENERARE (TERMICĂ/OPTICĂ) DE PURTĂTORI ÎN REGIUNEA DE SARCINĂ SPAŢIALĂ se face, pentru prima dată, o evaluare cantitativă a factorului de multiplicare în joncţiuni p-n cu siliciu, luînd în considerare iniţierea cooperativă a multiplicării de către purtători injectaţi şi de către purtători generaţi. În acest capitol se dau curbe universale pentru calculul factorului de multiplicare total la joncţiuni $p^+ - n$ şi $n^+ - p$ cu siliciu, în funcţie de tensiune la orice compoziţie a curentului invers. Includerea generării de purtători în calculele de multiplicare în avalanşă nu duce la modificarea valorii tensiunii de străpungere, dar schimbă alura caracteristicii de polarizare inversă a joncţiunilor şi tranzistoarelor. Un alt rezultat interesant îl constituie afirmarea valabilităţii şi la joncţiunile cu siliciu a relaţiei lui Miller care dă dependenţa de tensiune a factorului de multiplicare.

În capitolul 4 — CARACTERISTICILE FIZICE ŞI ELECTRICE ALE DISPOZITIVELOR FOLOSITE ÎN LUCRARE se descriu, în termeni fizici şi electrici, diodele cu poartă elaborate în cursul cercetării şi folosite pentru verificarea experimentală a teoriei. Aceste diode prezintă parametri de perfecţiune avansată de volum/suprafaţă, la nivelul celor mai bune rezultate de laborator obţinute în lume. Din punct de vedere electric rezultă o caracteristică directă ideală pe aproximativ 8 decade de curent, iar curentul invers este mai mic decît 5 pA ; cotul caracteristicii la străpungere este „tare", situîndu-se în domeniul 100 pA. Aceste rezultate, îmbinate, cu alte măsurători făcute în lucrare, dau certitudinea unei perfecţiuni structurale, diodele putînd servi la confirmări ale datelor teoretice.

În capitolul 5 — INVESTIGAREA EXPERIMENTALĂ A FENOMENULUI INJECŢIEI LA AVALANŞĂ se prezintă măsurătorile de verificare a parametrilor injecţiei la avalanşă, calculaţi în teoria din capitolul 2, şi investigarea experimentală a unor aspecte proprii acestui fenomen, neacoperite de teorie.

Primul rezultat important şi nou al acestei cercetări este determinarea cîmpului critic — şi dovedirea faptului că străpungerea de suprafaţă poate fi tratată pe baza conceptului de cîmp critic — printr-un procedeu original denumit investigare experimentală (a distribuţiei de cîmp electric) asistată de calculator. Valorile cîmpului electric determinate în această lucrare sînt substanţial mai mari decît cele estimate de alţi autori şi reprezintă primul calcul realist al cîmpului critic în situaţii bidimensionale de străpungere la suprafaţă.

Alt rezultat îl constituie măsurarea coeficientului de injecţie, pentru care s-au găsit valori în deplină concordanţă cu teoria. De asemenea, s-au studiat fenomenele asociate de încărcare a oxidului şi de creare de stări de suprafaţă prin tratament la avalanşă.

În capitolul 6 — TEHNOLOGIA REALIZĂRII DIODELOR CU POARTĂ CVASIPERFECTE se descrie efortul de cercetare care a condus la realizarea dispozitivelor folosite pentru experimentări. Procesele de pasivare, getterare şi relaxare care intervin în fluxul tehnologic au fost optimizate pe loturi de capacitoare MOS, avînd în vedere simplitatea acestui dispozitiv şi posibilitatea de a se evalua cu ajutorul lui atît proprietăţile de suprafaţă, cît şi de volum ale structurii. Ca rezultat, s-au obţinut diode cu poartă în mod reproductibil cu performanţe superioare.

În ultimul capitol, 7 — DISCUŢII ŞI CONCLUZII LA TEZĂ — se discută rezultatele obţinute sub aspectul interesului ştiinţific şi practic pe care acestea îl prezintă. De asemenea, în acest capitol se definesc direcţiile în care s-ar putea continua cercetarea fenomenelor investigate sau numai semnalate în teză.

Parcurgînd această teză se remarcă un înalt spirit ştiinţific. La stabilirea coordonatelor acestei afirmaţii stau criterii printre care, mai importante, sînt :

— îmbinarea dialectică a cercetării teoretice cu cea experimentală ;

— concordanţa dintre calcule şi experiment în ceea ce priveşte factorul de injecţie, valabilitatea modelelor de calcul, la rîndul lor inspirate din unele constatări experimentale ;

— trecerea de la cercetarea fundamentală legată de unele aspecte fizice ale semiconductoarelor la cercetarea aplicativă, autorul tezei contribuind la punerea la punct, în cadrul unităţii în care lucrează, a unei tehnologii de dispozitive cu un înalt grad de perfecţiune ;

— acurateţea determinărilor experimentale, în majoritate automatizate, şi folosirea mijloacelor moderne de calcul şi prelucrare a datelor.

În concluzie, se poate afirma că această teză reprezintă o contribuţie de valoare pentru domeniul electronicii semiconductoarelor, putînd constitui o lucrare de referinţă pentru realizarea tehnologică a dispozitivelor planare cu siliciu şi un punct de plecare spre noi cercetări.

Ing. *A. Rusu*

IIRUC

OFFERS
SERVICE FOR COMPUTING AND
COPYING EQUIPMENTS

— installations, revisions, receptions, repairs at the customer's premises
— repairs in the workshops at IIRUC's premises
— customers operators training
— programming and economic organising works, based on data processing
— undertaking the obligations of the computing suppliers, during the guarantee period
— expertizes, technical assistance and demonstrations of the equipment, on the occasion of exhibitions and international fairs
— administration and handling of spare parts and consumables stocks on consignment
— SERVICE agencies, cooperation

FIELD OF ACTIVITY

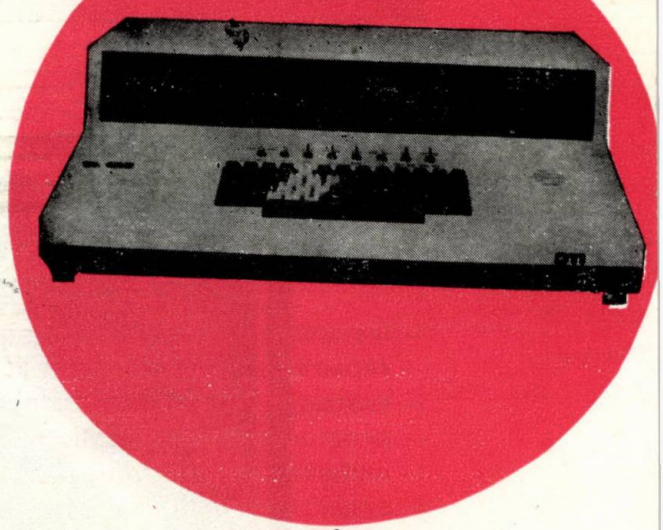
— Desk machines with programm and without programm
— Accounting and billing machines
— Data processing equipment
— Systems
— Copying equipment
— The promptitude and the quality of SERVICE carried out by IIRUC is ensured through the network of over 50 branches organised in Romania, coordinated by the Central of IIRUC from Bucharest

THE ENTERPRISE OF MAINTAINING AND REPAIRING COMPUTING EQUIPMENT
PROF. DIMITRIE POMPEI BD., 6 SECTOR 2—BUCHAREST
TLPH. 12.64.30 TX SERVICE IIRUC—11716

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI PENTRU TEHNICA DE CALCUL

București, Sector 2, Calea Floreasca nr. 167, telefon 118220

este un institut de cercetare și proiectare în domeniul calculatoarelor electronice. Dispune de un număr mare de specialiști din care o parte însemnată se preocupă de probleme de software.



CERCETARE
- — în domeniul sistemelor de operare
- — în domeniul limbajelor de programare
- — în domeniul aplicațiilor orientate spre rezolvarea unor cerințe concrete ale beneficiarilor.

I.T.C. este interesat în aplicarea celor mai moderne metode apărute în exploatarea sistemelor de operare.

I.T.C. este un partener de colaborare serios care se străduiește să satisfacă solicitările cele mai pretențioase în timpul util și în bune condiții.

I.T.C. a creat sistemul de introducere a datelor SID-32 care va înlocui treptat perfoverificatoarele de cartele și conversia cartelă perforată — bandă magnetică.

I.T.C. vă pune la dispoziție pentru înmagazinarea și depozitarea datelor, pe care le puteți folosi în viitor, modulele de memorie 16 ko.

Pentru informații și recomandări, pentru sfaturi și soluții, specialiștii noștri cu experiență pentru hardware și software vă stau la dispoziție.

ELECTRONUM
BUCHAREST - ROMANIA

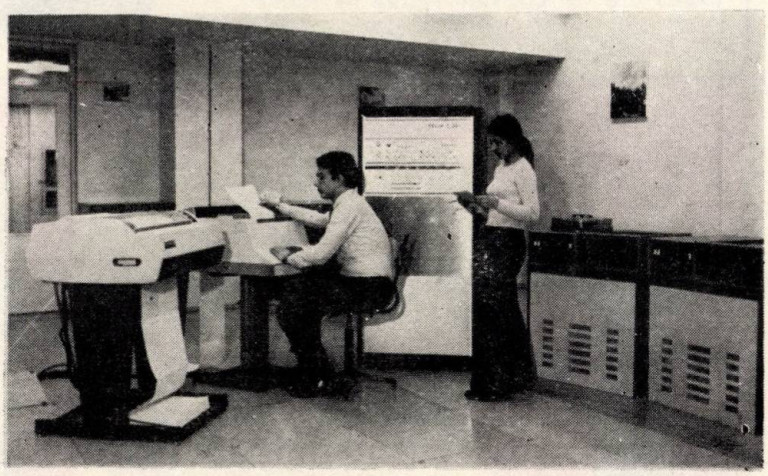
Exportator : ELECTRONUM
Str. Gabriel Péri nr. 2, Sector 1,
București, R. S. România
Tel. : 141880 Telex : 011.547

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ȘI PROIECTĂRI PENTRU TEHNICA DE CALCUL

București, Sector 2, Calea Floreasca nr. 167.
telefon 118220

vă pune la dispoziție soluțiile optime pentru rezolvarea problemelor de calcul. Orice dificultate întîmpinată poate fi rezolvată rapid, precis și sigur cu ajutorul specialiștilor și tehnicii de calcul de care dispunem.

Vă ajută la organizarea și soluționarea operațiunilor complexe de calcul din domeniul conducerii proceselor tehnologice, calculelor tehnico-științifice și al problemelor de gestiune, punîndu-vă la dispoziție rapiditatea în execuție și memoria remarcabilă a calculatorului FELIX C-32, rezultat al cercetărilor și proiectării institutului nostru.



Pentru informații și recomandări, pentru sfaturi și soluții, specialiștii noștri cu experiență pentru hardware și software vă stau la dispoziție.

Exportator : ELECTRONUM
Str. Gabriel Péri nr. 2, Sector 1,
București, R. S. România
Tel. : 141880 Telex : 011.547

ELECTRONUM
BUCHAREST - ROMANIA

CENTRALA INDUSTRIALĂ DE MASINI SI APARATAJE ELECTRICE - CRAIOVA

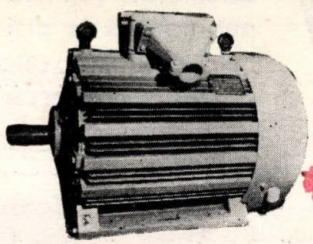
ELECTROPUTERE

1949-1974

CALEA BUCUREŞTI 244 tel. 20060

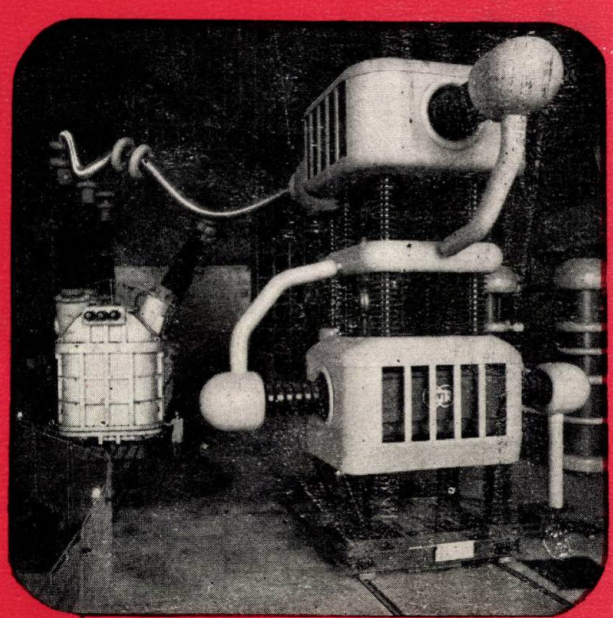
Fabrică:
Locomotive Diesel — electrice şi electrice, care pot fi văzute pe magistralele multor ţări din Europa şi Asia. Sînt destinate transportului de mărfuri şi călători pe căi ferate cu ecartament normal: pot funcţiona în dublă tracţiune.

Motoare electrice asincrone trifazate de joasă tensiune, închise, cu rotorul în scurt-circuit tip MIB — 2 — 315 executate cu consum redus de metal.



Dezvoltă puteri în gama a 45—200 kW. Se pot executa pentru:
— funcţionarea în climat tropical;
— frecvenţa de 60 Hz;
— alte tensiuni de alimentare.

Transformatoare de curent CESI-66, 110 kV, în concepţie proprie, destinate alimentării aparatelor de măsură şi dispozitivelor de protecţie în instalaţiile electrice exterioare cu tensiunea nominală de 66 kV, respectiv 110 kV şi frecvenţa de 50 Hz.



Transformatoare de mare putere şi înaltă tensiune pînă la 400 MVA 400 kV, ale căror performanţe sînt verificate prin încercările executate în laboratorul de înaltă tensiune.

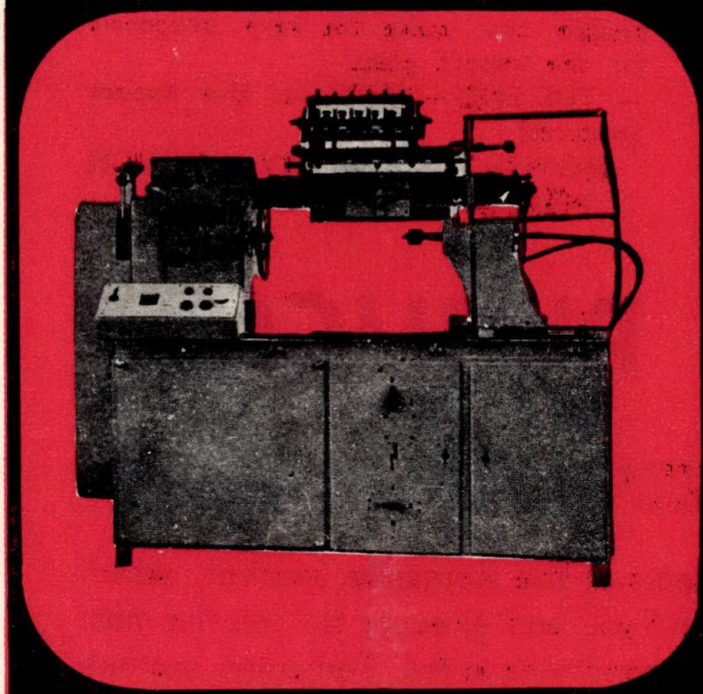
ÎNTREPRINDEREA

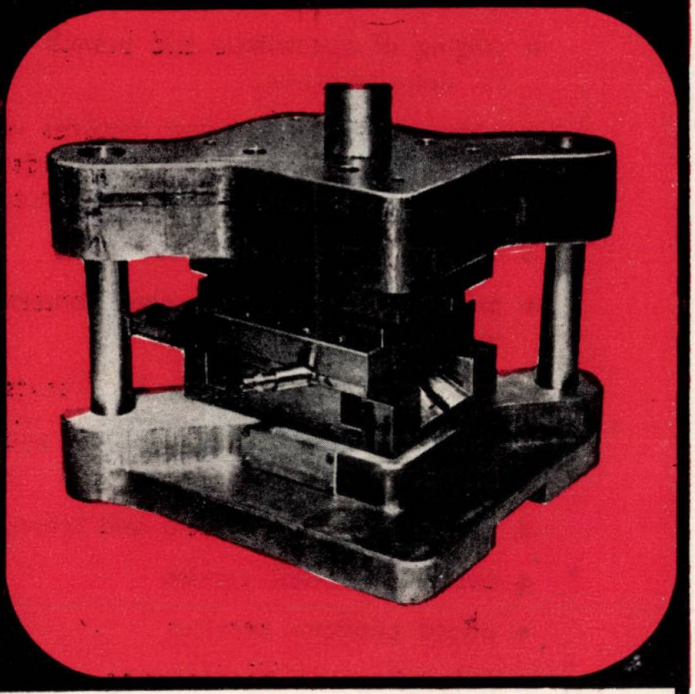
ELECTROTIMIŞ

TIMIŞOARA

Calea Buziaşului nr. 15 telefon 22 088, 22 030 ; telex 13291

PRODUCE:





UTILAJE TEHNOLOGICE

- Agregate şi linii automate
- Utilaje specifice pentru bobinare
- Utilaje specifice pentru prelucrări mecanice
- Bancuri de probe
- Utilaje pentru asamblare
- Maşini specifice pentru debitare

SCULE ŞI MATRIŢE

- Ştanţe, cochilii, matriţe, filiere
- Subansamble tipizate

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

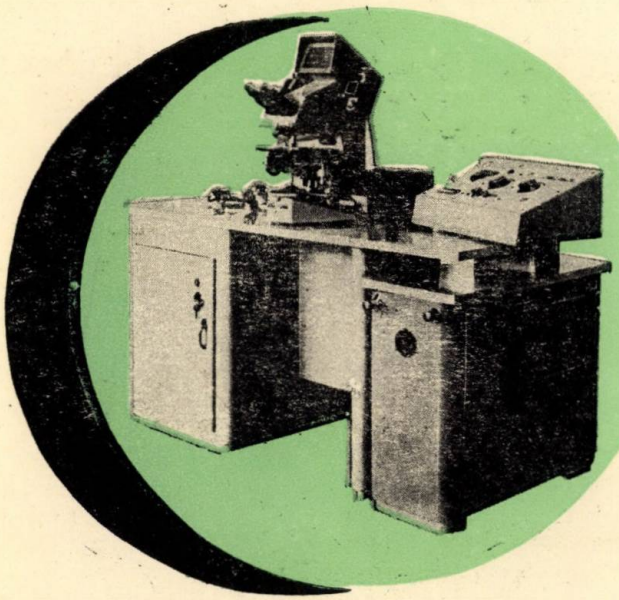
PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.



MICROSCOP DE CERCETARE MODERNIZAT MC5-A

Proiectant: Întreprinderea Optica Română—București

Domeniul de utilizare

Microscopul de cercetare modernizat MC5-A este o instalație complexă care permite studiul în ...croscopie, folosind metode multiple de cercetare, aplicabile succesiv obiectului care rămine în continuare pe masa microscopului.

Metodele de cercetare care pot fi realizate cu ajutorul microscopului MC5-A : observare în lumină transmisă; observare în lumină reflectată; observare în lumină polarizată; observare în lumină fluorescentă; observare în contrast de fază; ultramicroscopie; microfotografie; posibilități de fotografiere și filmare pe peliculă de 16 și 35 mm; proiecție pe ecran, pe geam mat sau pe masă.

Caracteristici tehnice

- Grosismente de la 15 x la 1500 x.
- Puterea separatoare maximă :
  a) în lumină transmisă : lama test Navicula Romboides;
  b) în lumină reflectată : lama test Amfipleura Pelucida.
- Cursa mișcării fine : 1.8 mm.
- Cursa mișcării rapide : minimum 25 mm.
- Pasul mort la mișcarea fină, pentru unghiuri de $\pm 20°$: 0,0015 mm.
- Valoarea unei diviziuni pe tamburul mișcării fine : 0,001 mm.
- Echipament pentru radiațiile vizibile și ultravioletul apropiat circa 360 nm.
- Iluminarea preparatului : directă, reflectată și combinată.
- Dispozitiv complex pentru observare și fotografiere cu următoarele posibilități :
  a) observare prin proiecție pe geam mat;
  b) fotografiere, pe peliculă de 35 mm, cu două aparate foto (de tipul „Exacta") interschimbabile;
  c) filmare pe peliculă de 16 și 35 mm.

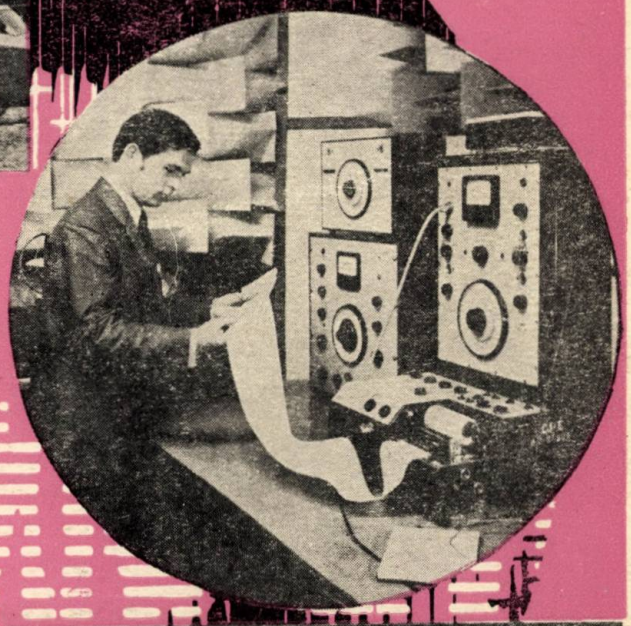
Caracteristici dimensionale

Microscop împreună cu birou : lățime 780 mm; lungime 1 430 mm; înălțime 1 254 mm.
Microscop fără birou : lățime 246 mm; lungime 697 mm; înălțime 554 mm.

întreprinderea optică română

INTRAREA I.O.R. 4 BUCUREȘTI 4 TEL. 21.20.80 TELEX 558 CĂSUȚA POȘT. 4509

Institut decorat
cu ordinul muncii clasa I

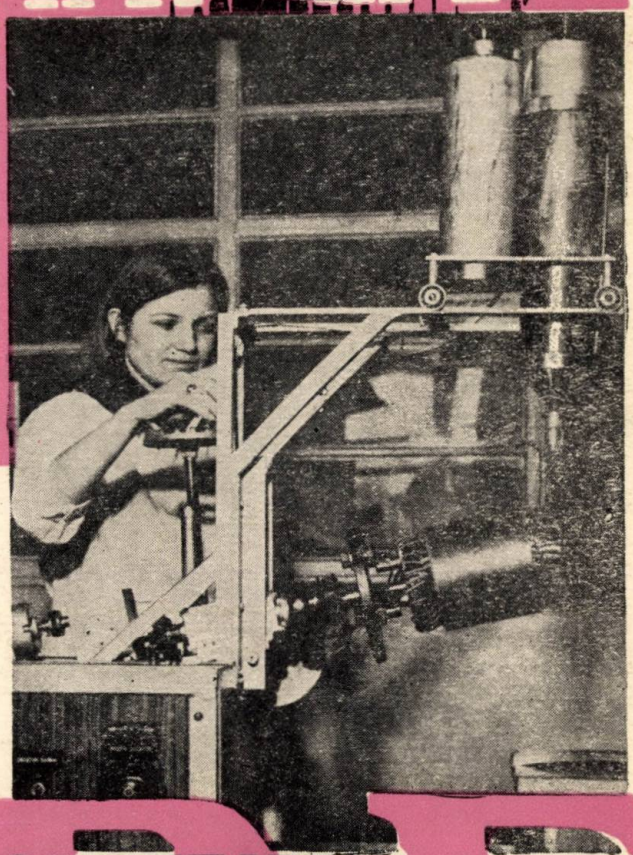


Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?



La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

1975 JUL 10

INSTITUTUL DE CERCETARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00